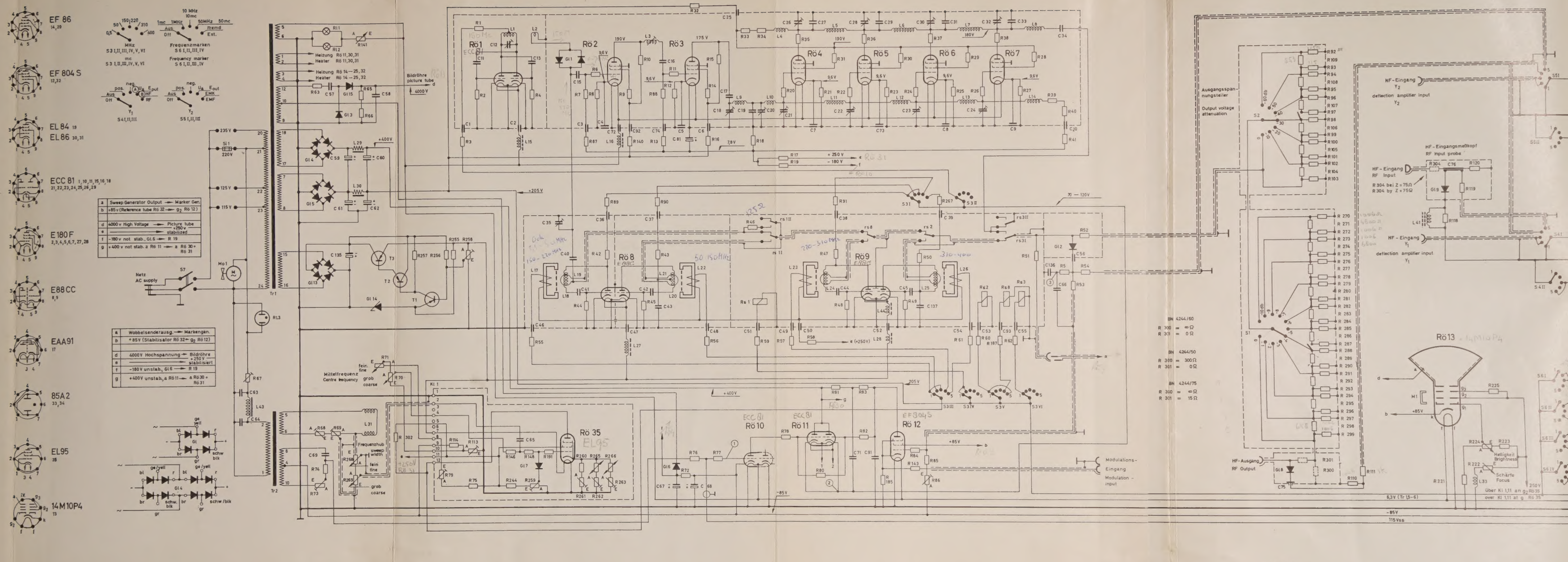
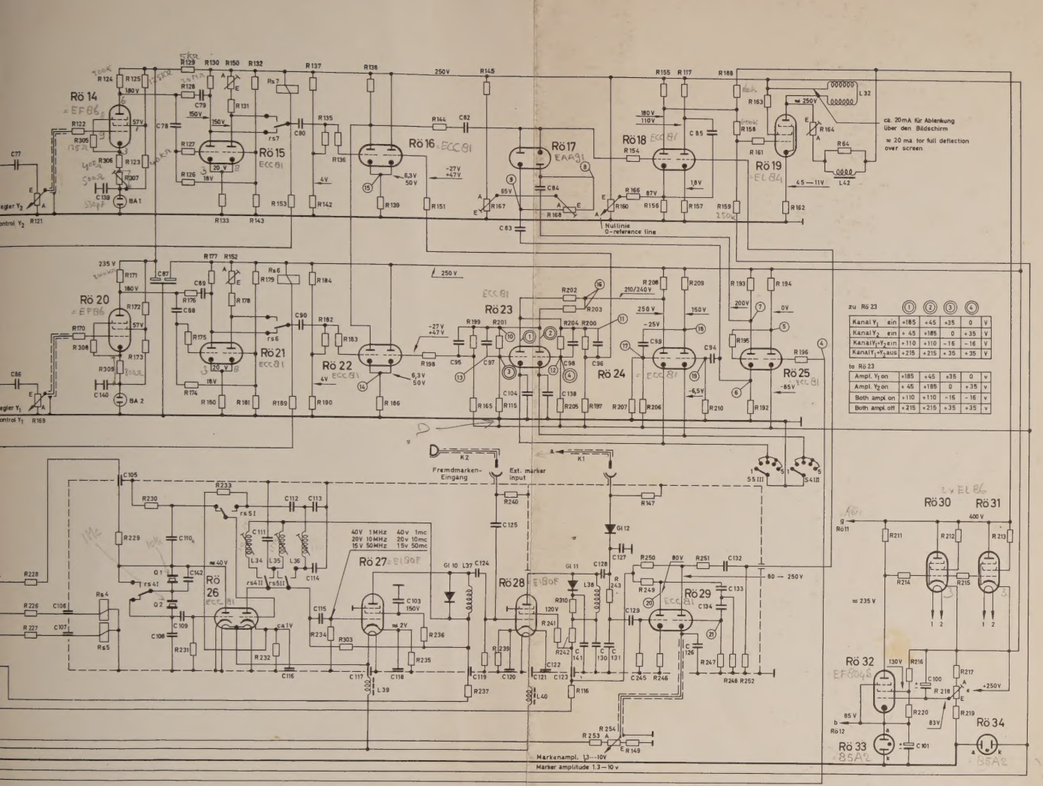
ROHDE &
SCHWARZ


EF 86 14,20
EF 804 S 12,32
EL 84 19
EL 86 30,31
ECC 81 1,10,11,15,16,18 21,22,23,24,25,26,29
E180F 2,3,4,5,6,7,27,28
E88CC 8,9
EAA91 17
85A2 33,34
EL95 35
14M10P4 13
MHz S 3 I,II,III,IV,V,VI
mc S 3 I,II,III,IV,V,VI
10 MHz 10mc
1mc 1MHz 50MHz 50mc
Aus Off
Fremd Ext.
Frequenzmarken S 6 I,II,III,IV
Frequency marker S 6 I,II,III,IV
neg. pos. Aus Off Ua Eout HF RF
Y1 S4 I,II,III
neg. pos. Aus Off Ua Eout EMK EMF
Y2 S5 I,II,III
Heizung Rö 11,30,31
Heater Rö 11,30,31
Heizung Rö 14 — 25,32
Heater Rö 14 — 25,32
Bildröhre picture tube
4000 V
235 V
220 V
125 V
115 V
+400V
+205 V
Netz AC supply
Mittelfrequenz Centre frequency fein fine grob coarse
Frequenzhub sweep width fein fine grob coarse
Rö 1
Rö 2
Rö 3
Rö 4
Rö 5
Rö 6
Rö 7
Rö 8
Rö 9
Rö 10
Rö 11
Rö 12
Rö 13
Rö 35
70 — 120V
+250 V
- 180 V
e (+250V)
+85V
-85V
Ausgangsspannungsteiler
Output voltage attenuation
HF - Eingangsmeßkopf
RF input probe
HF - Eingang RF input
R 304 bei Z = 75Ω
R 304 by Z = 75Ω
NF - Eingang Y2
deflection amplifier input Y2
NF - Eingang Y1
deflection amplifier input Y1
BN 4244/60
R 300 = ∞Ω
R 301 = 0Ω
BN 4244/50
R 300 = 300Ω
R 301 = 0Ω
BN 4244/75
R 300 = ∞Ω
R 301 = 15Ω
Modulations-Eingang
Modulation-input
HF-Ausgang
RF Output
Helligkeit Brightness
Schärfe Focus
250V
über Kl 1,11 an g2 Rö 35
over Kl 1,11 at g Rö 35
6,3V (Tr 1,5-6)
115 Vss

a	Sweep Generator Output → Marker Gen.	
b	+85 v (Reference tube Rö 32 → g2 Rö 12)	
d	4000 v High Voltage → Picture tube	
e	→ +250 v stabilized	
f	-180 v not stab., Gl. 6 → R 19	
g	+400 v not stab. a Rö 11 → a Rö 30 + Rö 31	

a	Wobbelsenderausg. → Markengen.
b	+85V (Stabilisator Rö 32 → g2 Rö 12)
d	4000V Hochspannung → Bildröhre
e	→ +250 V stabilisiert
f	-180V unstab., Gl 6 → R 19
g	+400V unstab., a Rö 11 → a Rö 30 + Rö 31

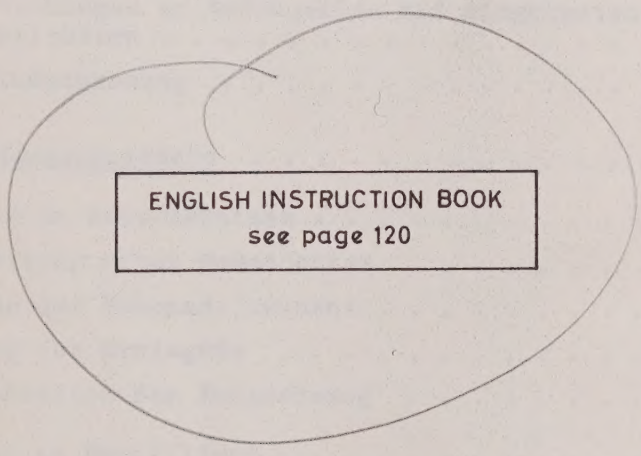

Rö 14 EF 86
Rö 15 ECC 91
Rö 16 ECC 91
Rö 17 EAA 91
Rö 18 ECC 81
Rö 19 EL 84
Rö 20 EF 86
Rö 21 ECC 81
Rö 22 ECC 81
Rö 23
Rö 24 ECC 81
Rö 25 ECC 91
Rö 26 ECC 81
Rö 27 EL 95 F
Rö 28 EL 95 F
Rö 29 ECC 81
Rö 30
Rö 31
Rö 32 EF 804
Rö 33 85 A 2
Rö 34
BA 1
BA 2
250 V
180 V
150 V
235 V
400 V
ca. 20 mA für Ablenkung über den Bildschirm
≈ 20 ma. for full deflection over screen
Nullinie 0-reference line
Fremdmarken-Eingang
Ext. marker input
Markenampl. 1,3—10 V
Marker amplitude 1.3—10 v
80 — 250 V
zu Rö 23
Kanal Y_1 ein +185 +45 +35 0 V
Kanal Y_2 ein +45 +185 0 +35 V
Kanal Y_1-Y_2 ein +110 +110 −16 −16 V
Kanal Y_1-Y_2 aus +215 +215 +35 +35 V
to Rö 23
Ampl. Y_1 on +185 +45 +35 0 v
Ampl. Y_2 on +45 +185 0 +35 v
Both ampl. on +110 +110 −16 −16 v
Both ampl. off +215 +215 +35 +35 v

Stromlauf
Circuit Diagram
Type SWOB BN 4244/..

Beschreibung

POLYSKOP
Type SWOB

BN 4244/50 BN 4244/60 BN 4244/75



Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe R 9253/564 d/e

Digitized by the Internet Archive
in 2025

https://archive.org/details/manualsplus_06099

Inhaltsverzeichnis

1	Was ist das POLYSKOP	6
1.1	Kurze Funktionsbeschreibung	6
1.2	Technische Daten des POLYSKOP	8
2	Bedienung des POLYSKOP	10
2.1	Inbetriebnahme	10
2.2	Interne Überprüfung, Kurzschlußmessung	10
2.21	Kontrolle der EMK	11
2.22	Messung der Ausgangsspannung (U_a)	12
2.23	Messung des Frequenzganges im Kurzschluß	12
2.24	Darstellung von zwei Meßwerten	13
2.3	Einstellen eines definierten Frequenzhubes	13
2.4	Einblenden einer Fremdmarke	14
2.5	NF-Modulationseingang	14
2.6	Messung mit HF-Tastkopf	14
2.7	Untersuchungen an Meßobjekten mit eingebauten Gleichrichtern	15
2.8	Amplitudenmessung	16
3	Anwendungsbeispiele	18
3.01	Messung an Einzelkreisen	18
3.011	Einspeisung eines Meßobjektes	18
3.012	Messung der Resonanzfrequenz	18
3.013	Messung der Kreisgüte	19
3.014	Möglichkeiten der Fehlmessung	19
3.02	Messung an Bandfiltern	21
3.021	Meßaufbau und Einspeisung	21
3.022	Messung der Bandbreite	21
3.023	Einstellung der Bandfilterkopplung	21
3.024	Möglichkeiten der Fehlmessung	23
3.025	Messung und Abgleich von mehrstufigen Zwischenfrequenzverstärkern	23
3.03	Begrenzer und Diskriminator	23
3.031	Begrenzer	23
3.032	Diskriminator	24
3.033	Möglichkeiten der Fehlmessung	24

2 x 100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

3.04 Abgleich von Filtern 25
3.041 Einspeisung des Meßobjektes 26
3.042 Messung 26
3.043 Auswertung der Messung 26
3.044 Filterabgleich nach Muster 27
3.045 Möglichkeiten der Fehlmessung 27

3.05 Messung der Stufenverstärkung 27

3.06 Videoverstärker und Kettenverstärker 28
3.061 Möglichkeiten der Fehlmessung 28

3.07 Frequenzbestimmung aktiver Zweipole 29
3.071 Meßverfahren 29
3.072 Meßanordnung 29

3.08 Kontrolle der Frequenzeichung an Empfängern 30
3.081 Meßverfahren 30

3.09 Abgleich von Fernsehempfängerbaugruppen 31

3.10 Messung an Antennenverstärkern 31

3.11 Aufspüren schlechter Erdstellen und Erdschleifen 31
3.111 Meßaufbau 31
3.112 Möglichkeiten der Fehlmessung 32

3.12 Messungen an Kabeln, Kabelkupplungen und Abschlußwiderständen 32
3.121 Meßverfahren und Meßaufbau 34
3.122 Bestimmung des Z-Wertes 35
3.123 Bestimmung der Dielektrizitätskonstante 36
3.124 Ermittlung der Kabeldämpfung 36
3.125 Beurteilung der Homogenität 37
3.126 Messung mit fehlabgeschlossenem Kabel 37
3.127 Ermittlung des Phasenwinkels des Reflexionsfaktors 41
3.128 Möglichkeiten der Fehlmessung 42

4 Wie werden Fehlmessungen vermieden 43
4.1 Fehlmessung durch Einstellung eines zu großen Frequenzhubes 44
4.2 Übersteuerung des Meßobjektes 44
4.3 Fehlmessungen durch Klirrfaktor 44
4.4 Brummschleifen, HF-Schleifen 45

4.5 Fehler durch Übersteuerung der Anzeigeverstärker 45

4.6 Fehler durch Fremdoszillatoreinstreuung 46

4.7 Für folgende Messungen ist das POLYSKOP auf Grund seiner gesamten Konzeption ungeeignet 46

Stichwortverzeichnis zur Funktionsbeschreibung 47

5 Funktionsbeschreibung 49

5.1 Senderteil 49

5.2 Anzeigeteil 56

5.3 Markengenerator 61

5.4 Stromversorgung 62

6 Datenblatt zum POLYSKOP 66

6.1 Eigenschaften des Senderteiles 66

6.2 Eigenschaften des Empfangsteiles 67

6.3 Eigenschaften des Anzeigeteiles 68

6.4 Gemeinsame Daten 69

6.5 Mitgeliefertes Zubehör 69

6.6 Empfohlene Ergänzungen 70

7 Wartung des POLYSKOP 72

7.01 Bildröhre 72

7.02 Bildröhrenwechsel 72

7.03 Justieren des Ionenfallenmagneten 73

7.04 Justieren der Bildlage 73

7.05 Justierung der Fokusspule 74

7.06 Auswechseln der übrigen Röhren im POLYSKOP 74

7.07 Auswechseln der Transistoren 74

7.08 Auswechseln der Beleuchtungslämpchen 75

7.09 Auswechseln und Reinigen der Transparentscheibe 75

50 x 100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

7.10 Hinweise für den Betrieb 75
7.101 Betrieb bei Netzunterspannung 75
7.102 Überlastung der Oszillatorröhre 76

8. Reparatur des POLYSKOP 76

8.01 Einstellen der geregelten Anodenspannung 76
8.02 Einstellen der geregelten Heizspannung 76
8.03 Prüfung der Spannungswerte 77
8.04 HF-Generatoren 77
8.05 Einstellung der HF-Ausgangsspannung 77
8.06 Ersatz der Meßdioden 78
8.061 Regeldiode 78
8.062 U_a-Diode und HF-Eingangsmeßkopf 78
8.07 Nullinienkorrektur 79
8.08 Gleichheit der positiven und negativen Anzeige 79
8.09 Markengenerator 79
8.10 Einstellen der Bildbreite 80
8.11 Einstellen der Austastphase 80
8.12 Einstellung der Hublinearisierung 80

9. Grundlagen und Grenzen der Wobbel-Meßtechnik 83

9.1 Einleitung 83
9.2 Sinusförmiger Frequenzablauf 85
9.3 Gleichrichtung und Anzeige der Meßwerte 87
9.4 Gleichrichter und Anzeigeverstärker mit zu geringer Bandbreite 88
9.5 Auswirkung eines zu schnellen Frequenzablaufes auf die Messung 90
9.6 Auswirkung eines Klirrfaktors der Meßfrequenz auf die Messung 91
9.7 Verhalten von Dioden bei klirrfaktorbehafteter Meßspannung 93

10. Schirmbildaufnahmen mit dem POLYSKOP 93

11. Literaturverzeichnis 96

12. Schaltteilliste zum SWOB 97

Stromlauf und Schaltteilliste zu den HF-Tastköpfen 119

Stromlauf zum SWOB 238

1 Was ist das P O L Y S K O P

1.1 Kurze Funktionsbeschreibung (hierzu Bild 1)

Das POLYSKOP ist eine Kombination der zur Bestimmung vieler Meßgrößen in Abhängigkeit von der Frequenz im Bereich zwischen 500 kHz und 400 MHz erforderlichen Meßgeräte in einem einzigen handlichen Meßplatz.
Bild 1 zeigt eine Gegenüberstellung eines zusammengestellten Meßplatzes mit dem POLYSKOP. Anhand dieser Abbildung können Sie am schnellsten beurteilen, welche Annehmlichkeiten das POLYSKOP Ihnen bietet.

Den M e ß s e n d e r mit dem Frequenzbereich von 500 kHz bis 400 MHz, dessen EMK bei jeder Änderung der Meßfrequenz auf einen konstanten Wert ausgeregelt werden muß .....

enthält das POLYSKOP , jedoch wird Ihnen die Arbeit, die EMK ständig auf einen konstanten Wert auszuregeln, durch eine wirksame Regelautomatik abgenommen.

Der E i c h t e i l e r, mit dessen Hilfe Sie die Ausgangsspannung des Meßsenders auf einen gewünschten Wert abschwächen können .....

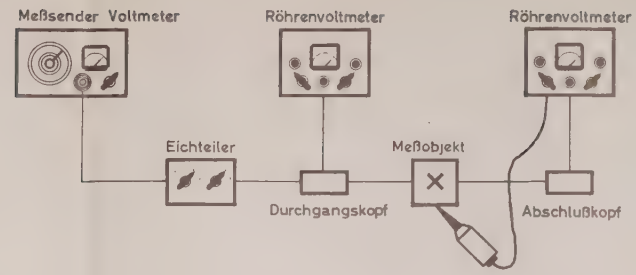
ist im POLYSKOP eingebaut. Mit ihm kann die Spannung zwischen 0 und -70 db in Stufen von 1 db und 10 db verändert werden (0 db bezogen auf 0,5 V_{eff}).

Ein R ö h r e n v o l t m e t e r mit Durchgangskopf und eingebauter Meßdiode, welche den Verlauf der Eingangsspannung am Meßobjekt in Abhängigkeit von der Frequenz mißt .....

enthält ebenfalls das POLYSKOP , wodurch zahlreiche Meßfehler, die durch die Anschlußweise des Meßobjektes verursacht werden können, vermieden werden.

Ein R ö h r e n v o l t m e t e r mit Abschlußkopf, bzw. HF-Tastkopf, welches die Spannung nach dem Meßobjekt in Abhängigkeit von der Frequenz anzeigt .....

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN



MESSPLATZ
bestehend aus

mehreren Meßsendern für den Gesamtbereich 0,5 ... 400 MHz
Eichteiler
Röhrenvoltmeter mit Durchgangskopf
Röhrenvoltmeter mit Abschlußkopf oder
Tastkopf

wird ersetzt durch
ein einziges Gerät

POLYSKOP

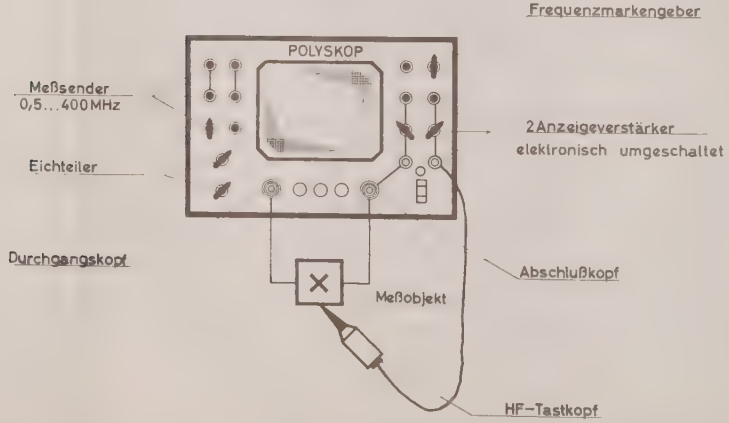


Bild 1

Auch ein solcher Abschlußwiderstand hoher Genauigkeit mit eingebauter Meßdiode ist im POLYSKOP vorhanden, wobei die Meßempfindlichkeit weit über derjenigen liegt, die normale Breitbandröhrenvoltmeter bieten.

Schließlich verfügt das POLYSKOP über verschiedene F r e q u e n z m a r k e n, die außer zur genauen Frequenzbestimmung auch für viele andere Zwecke sehr nützlich sind.

Alles, was Sie zur Durchführung einer exakten Messung im Hochfrequenz- und Videogebiet benötigen, ist im POLYSKOP eingebaut und das POLYSKOP schreibt Ihnen z w e i M e ß g r ö ß e n gleichzeitig und automatisch auf einen großen Bildschirm. Mit dem POLYSKOP bewältigen Sie viele Meßaufgaben in einem Bruchteil der für eine statische Messung notwendigen Zeit und Sie messen ebenso genau wie mit einem sorgsam zusammengestellten Meßplatz, wenn Sie einige, durch den automatischen Frequenzablauf bedingte Gesichtspunkte beachten.

Die Fragen, wie Sie mit Sicherheit Fehlmessungen erkennen und vermeiden können und für welche Messungen das POLYSKOP nicht geeignet ist, sind in den Absätzen 3 und 4 dieses Handbuches behandelt. Schließlich empfehlen wir Ihnen, im Anhang über die Grundlagen des Wobbelmeßverfahrens nachzulesen, wo das Wichtigste zusammengetragen wurde, um Ihnen den erfolgreichen Einsatz des POLYSKOP zu erleichtern.

1.2 Technische Daten des P O L Y S K O P (hierzu Bild 2)

In Bild 2 finden Sie die technischen Daten des POLYSKOP, wie sie den äußeren Anschlüssen und Bedienungsorganen des Gerätes zugeordnet sind. Weitere Angaben über die technischen Eigenschaften und das empfehlenswerte Zubehör enthält Absatz 5 und Absatz 6.

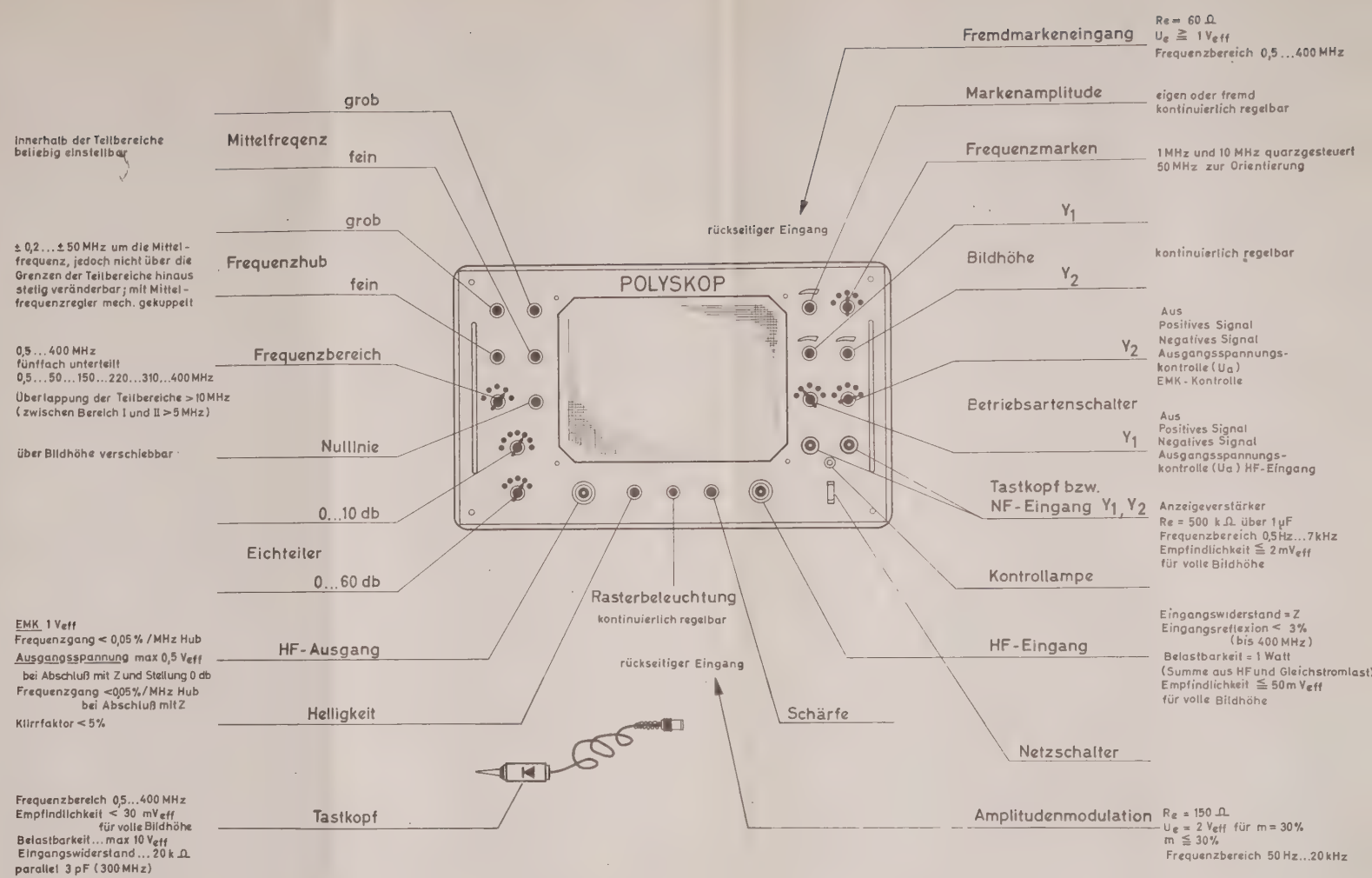


Bild 2. Technische Daten des Polyskop

2 Bedienung des P O L Y S K O P

2.1 Inbetriebnahme

Das POLYSKOP ist im Werk auf 220 V Wechselspannung eingestellt. Zur Umstellung auf 115, 125 oder 235 V lösen Sie die vier Befestigungsschrauben an der Frontplatte und ziehen das Gerät vorsichtig aus dem Gerätestahlkasten. Über dem Netztransformator finden Sie den Spannungswähler. Für 220 und 235 V benötigen Sie eine Sicherung nach DIN 41571 für 1 A, für 115 und 125 V eine solche für 2 A.

Die Verbindung mit dem Netz erfolgt durch das mitgelieferte Netzkabel LK 333, über den an der Rückseite des Gerätes befindlichen Gerätestecker. Die Lage der Bedienungsorgane und Anschlüsse geht aus Bild 5 hervor.

Zum Einschalten wird der Netzschalter (14) nach oben umgelegt, die Kontrollampe (15) zeigt durch Aufleuchten an, daß das Gerät unter Spannung steht. Nach etwa 1 Minute ist das Gerät betriebsbereit. Jetzt wird der Helligkeitsregler (10) so eingestellt, daß die vom Elektronenstrahl auf den Bildschirm geschriebene, horizontale Linie gut sichtbar erscheint. Mit dem Schärfenregler (12) wird die Bildschärfe optimal eingestellt. Bis zur völligen Erwärmung des Gerätes wird es erforderlich sein, die Schärfe mehrmals nachzustellen. Die Nullinie des Oszillogramms kann mit dem Regler „Nullinie" (6) über den Bildschirm verschoben werden; normalerweise wird sie mit der in die Plexiglasscheibe eingravierten Nullinie zur Deckung gebracht. Bei Schrägstellung der Nullinie lesen Sie bitte unter Absatz 7 und 8 „Wartung und Reparatur".

2.2 Interne Überprüfung, Kurzschlußmessung

Wir empfehlen Ihnen, sich vor Inbetriebnahme des Gerätes durch eine Kurzschlußmessung von dem einwandfreien Betriebszustand des POLYSKOP zu überzeugen.

60x100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

2.21 Kontrolle der EMK

Die EMK des eingebauten Senders wird durch eine Regelautomatik unabhängig von der Frequenz konstant gehalten. Davon können Sie sich jederzeit überzeugen durch Anzeige des Spannungsverlaufs der EMK. Hierzu schließen sie den HF-Ausgang (9) mit einem Abschlußwiderstand von der Größe des Z-Wertes (50 Ω, 60 Ω oder 75 Ω) ab. Es genügt auch, den Eichteiler auf mindestens -10 db zu schalten. Der Schalter Y_1 (18) bleibt in Stellung „Aus", der Schalter Y_2 (19) wird auf „EMK" gestellt. Wenn Sie den Bildhöhenregler Y_2 (20) langsam nach rechts drehen, so erscheint auf dem Bildschirm der Verlauf der EMK in Abhängigkeit von der Frequenz. Bei maximalem Frequenzhub (Regler (3) und (4) ganz nach rechts) und in der Mittelstellung der Regler (1) und (2) (Mittelfrequenz) darf die EMK in keinem der fünf Frequenzbereiche einen wesentlichen Frequenzgang +) aufweisen. In den Bereichen 50 bis 400 MHz sehen Sie zwei waagrechte Linien, wie dies Bild 3 andeutet. Während des Oszillografenrücklaufes werden die HF-Oszillatoren ausgetastet, so daß ständig die Nullbezugslinie mit abgebildet wird.

Bild 3.

Im Frequenzbereich 0,5...50 MHz sieht das Bild etwas anders aus. Der scharfe Einbruch auf der linken Bildhälfte ist durch die untere Grenzfrequenz des Bereiches von 0,5 MHz bedingt, auf der rechten Bildhälfte wirkt sich die obere Bereichsgrenze von ca. 55 MHz in einem Amplitudenabfall aus. (Bild 4)

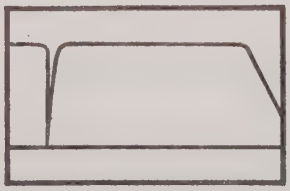


Bild 4.

Durch Betätigen der Regler (1) und (2) (Mittelfrequenz) sowie (3) und (4) (Frequenzhub) können Sie jeden beliebigen Teilfrequenzbereich innerhalb der vorgegebenen Bereichsgrenzen einstellen. Die Grobregler für

+) < 0,05 %/MHz Hub

Mittelfrequenz (2) und Frequenzhub (3) sind mechanisch derart miteinander verkoppelt, daß fehlerhaftes Einstellen nicht möglich ist. Je nach Größe des eingestellten Frequenzhubes ist der Drehbereich des Mittelfrequenzreglers eingeengt. Überschreitungen der Bereichgrenzen, die durch das im POLYSKOP angewandte Wobbelverfahren bedingt sind, werden dadurch sicher vermieden.

2.22 Messung der Ausgangsspannung (U_a)

Hierzu ist es erforderlich, den HF-Ausgang (9) des POLYSKOP mit einem guten Abschlußwiderstand abzuschließen (z.B. Abschlußwiderstand Type RMD). Der Eichteiler (7) und (8) wird auf 0 db geschaltet und einer der beiden Betriebsartenschalter (18) oder (19) auf „U_a" . Auch hierbei darf kein wesentlicher Frequenzgang erkennbar sein, jedoch kann eine absolute Übereinstimmung der U_a-Anzeige mit derjenigen der EMK nicht gefordert werden, da gewisse Fehlerquellen in den Eichteilern und Kabelverbindungen des Gerätes unvermeidlich sind. Aus diesem Grunde finden Sie auch in den technischen Daten unterschiedliche Toleranzangaben für die Konstanz von EMK und U_a. Wenn Sie die Ausgangsspannung des POLYSKOP bei Stellung des Eichteilers auf -20 db messen, erkennen Sie in allen Bereichen, besonders deutlich jedoch im Bereich 0,5...50 MHz, eine gewisse Welligkeit in der Anzeige.+) Dies ist eine Folge des zwar geringen, aber doch bis zu max. 5 % vorhandenen Klirrfaktors der eingebauten Sender. Diodengleichrichteranordnungen, wie sie auch im POLYSKOP zur Anzeige verwendet werden, reagieren bei derart geringen HF-Spannungen besonders stark auf den im Meßsignal vorhandenen Klirrfaktor. Genaueres lesen Sie bitte unter Absatz 4.3 und 9.6.

2.23 Messung des Frequenzganges im Kurzschluß

Durch die Messungen nach 2.21 und 2.22 haben Sie geprüft, daß die Sendeseite des POLYSKOP einwandfrei arbeitet. Es bleibt nun noch der HF-Eingangskopf auf der Empfangsseite, der mit seiner eingebauten Meßdiode den Verlauf der Ausgangsspannung des Meßobjektes anzeigen soll.

+) max. 1 db

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Verbinden Sie den HF-Ausgang (9) und den HF-Eingang (13) mit einem guten Kabel (ein solches gehört zum Lieferumfang des POLYSKOP). In der Stellung des Schalters Y_1 (18) auf „HF" und bei einer Eichteilerstellung auf 0 db dürfen die Abweichungen des Frequenzganges 5 % nicht überschreiten. Bei herabgesetzter Senderspannung (z.B. -20 db) können die Abweichungen aus dem unter 2.22 angeführten Grund jedoch größer sein.

2.24 Darstellung von zwei Meßwerten

Werden beide Betriebsartenschalter bedient, so werden abwechselnd die beiden den Y-Verstärkern zugeführten Meßspannungen im 25-Hz-Rhythmus geschrieben, die Umtastung erfolgt durch den eingebauten Elektronenschalter. Beide Meßwerte erscheinen gleichzeitig auf dem Bildschirm. Bei Aus-Stellung eines Betriebsartenschalters wird der Elektronenschalter stillgelegt und e i n Meßwert 50-mal in der Sekunde geschrieben.

2.3 Einstellen eines definierten Frequenzhubes

Wollen Sie einen bestimmten Frequenhub einstellen, so empfiehlt sich folgendes Verfahren:

Eingestellt soll werden ein Frequenzhub von 210 bis 216 MHz. Zuerst schalten Sie den Bereich 150...220 MHz ein und wählen als Frequenzmarkierung die 50-MHz-Marken. Bei vollem Frequenzhub erkennen Sie auf dem Bildschirm zwei Marken, die linke für 150 MHz, die auf der rechten Bildhälfte für 200 MHz. Sie erniedrigen nun den Frequenzhub etwas, wobei die Marke für 200 MHz mit Hilfe des Grobreglers „Mittelfrequenz" (2) auf den linken Bildrand verschoben wird. Jetzt schalten Sie auf 10-MHz-Markenspektrum um und finden so die Marken für 200, 210 und 220 MHz. Durch weiteres Erniedrigen des Hubes bringen Sie die 210-MHz-Marke auf die linke, die 220-MHz-Marke auf die rechte Bildseite. Nach Umschalten auf 1-MHz-Markenspektrum und weiteres Dehnen des Frequenzhubes begrenzen Sie den Frequenzhub auf das Band 210...216 MHz. Mit den Feinreglern für Frequenzhub (4) und Mittelfrequenz (1) können Sie nunmehr bequem die genaue Einstellung des gewünschten Hubbereiches vornehmen.

2.4 Einblenden einer Fremdmarke

Zum Einblenden einer Fremdmarke benötigen Sie einen Meßsender, welcher an 60 Ω eine Spannung von ca. 1 V_{eff} der gewünschten Frequenz liefern kann. Dessen Ausgangsspannung speisen Sie in den rückwärtigen Dezifixanschluß des POLYSKOP ein. Durch Betätigen des Reglers Markenamplitude (23) bringen Sie die Fremdmarke in gewünschter Größe zur Abbildung. Bei Stellung des Frequenzmarkenschalters (22) auf „fremd" erscheint nur die eingespeiste Fremdmarke, Sie können jedoch gleichzeitig 1-, 10- oder 50-MHz-Marken abbilden, wobei die Fremdmarke weiterhin sichtbar bleibt.

2.5 NF-Modulationseingang

Für manche Zwecke ist es wünschenswert, die Ausgangsspannung des POLYSKOP zusätzlich amplitudenmodulieren zu können. Der hierfür erforderliche NF-Eingang befindet sich auf der Rückseite des POLYSKOP. Bis zu einer oberen Grenzfrequenz von 20 kHz kann die Ausgangsspannung des POLYSKOP amplitudenmoduliert werden, wobei Sie besonders beachten müssen, daß Sie bei einer Kurzschlußmessung diese Amplitudenmodulation mit Frequenzen über 7 kHz nicht mehr in voller Größe auf dem Bildschirm des POLYSKOP erkennen können, da der niederfrequente Amplitudengang der beiden Anzeigeverstärker nur bis 7 kHz reicht. Die Amplitudenmodulation gewinnt jedoch Bedeutung, wenn sie im Meßobjekt selbst oder in weiteren Hilfsgeräten in eine Meßgröße umgewandelt wird, deren Anzeige mit den Anzeigeverstärkern des POLYSKOP möglich ist.

2.6 Messungen mit HF-Tastkopf

Die beiden zum POLYSKOP gehörigen HF-Tastköpfe zeichnen sich durch ihre geringe Eingangskapazität und hohe Empfindlichkeit aus. HF-Spannungen von wenigen Millivolt können auf dem Bildschirm des POLYSKOP in voller Bildhöhe aufgezeichnet werden. Achten Sie jedoch stets auf eine gute Erdverbindung des Tastkopfgehäuses in nächster Nähe der Meß-

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

stelle. Die beiden auswechselbaren Tastkopfspitzen sind n i c h t zum Anlöten an die Meßstelle geeignet, da bei starker Erwärmung die Trolituldeckscheibe des Tastkopfes Schaden erleidet. Zum Einlöten des Tastkopfes in die zu messende Schaltung entfernen Sie die Tastkopfspitze und befestigen mit einer M3-Schraube eine geeignete Lötfahne am Tastkopf. Die Tastköpfe sind gleichspannungssicher bis 500 V und arbeiten in Spannungsverdopplerschaltung.

Bei dem durch einen roten Ring gekennzeichneten Tastkopf ist der Fußpunkt der Gleichrichterschaltung über einen Kondensator mit dem Tastkopfgehäuse verbunden. Dieser Tastkopf ist in Bezug auf Brummschleifen weniger empfindlich, jedoch gibt es Fälle (je nach Meßaufbau), bei denen hierbei die HF-Erdungsverhältnisse undefiniert werden, was man daran erkennt, daß sich die Anzeige beim Berühren oder Verlagern des Tastkopfkabels verändert. Eine derartige Handempfindlichkeit darf auf keinen Fall belassen werden, da sie ein Zeichen für eine mögliche Fehlmessung ist. Versuchen Sie in diesen Fällen, durch Verwendung des zweiten Tastkopfes (ohne roten Ring) eine Abhilfe zu schaffen; bei diesem Tastkopf ist das Tastkopfgehäuse direkt mit dem Kabelmantel verbunden. Weitere Hinweise, wie Sie Fehlmessungen erkennen und verhindern können, finden Sie in Absatz 4.

2.7 Untersuchungen an Meßobjekten mit eingebauten Gleichrichtern

Empfänger und Zwischenfrequenzverstärker enthalten in den meisten Fällen bereits für die Demodulation der HF-Spannungen eingebaute Gleichrichter. Die Ausgangsspannungen solcher, bereits im Meßobjekt eingebauter Gleichrichter können direkt über die NF-Eingänge der Anzeigeverstärker zur Anzeige gebracht werden. Durch Zwischenschalten eines 100-kΩ-Widerstandes direkt an der Meßstelle halten Sie die Rückwirkungen auf die Gleichrichteranordnung gering. Wir empfehlen außerdem die Verwendung eines abgeschirmten Kabels zwischen Meßobjekt und NF-Eingang am POLYSKOP. Unter der Voraussetzung, daß der im Meßobjekt auf die Gleichrichterschaltung folgende Niederfrequenzverstärker eine untere Grenzfrequenz von mindestens 1 Hz hat (diese Voraussetzung ist nur selten gegeben), kann die im Meßobjekt verstärkte Gleichrichterspannung angezeigt werden.

Im allgemeinen wird jedoch eine Fehlmessung nur dann vermieden, wenn die Meßspannung d i r e k t am Gleichrichter des Meßobjektes abgenommen wird.

Je nach der Polarität der dem eingebauten Gleichrichter entnommenen Spannung wird der betreffende Betriebsartenschalter auf „Pos." oder „Neg." geschaltet. Die NF-Eingänge (16) und (17) des POLYSKOP sind gleichspannungssicher bis 500 V.

2.8 Amplitudenmessung

Die exakte Amplitudenauswertung der am POLYSKOP angezeigten Meßwerte kann n i c h t auf dem vorgegebenen Transparentmaßstab erfolgen.

Diodengleichrichteranordnungen, wie sie auch in den Meß- und Tastköpfen des POLYSKOP enthalten sind, sind nichtlineare Elemente. Vor allem bei kleinen HF-Spannungen ist der Zusammenhang zwischen HF-Spannung und Diodenrichtstrom nichtlinear. Es war daher nicht möglich, die Plexiglasschutzscheibe mit einem in db geeichten Amplitudenraster zu versehen. Vielmehr muß die Amplitudenmessung indirekt durch Vergleich mit definierten Pegeländerungen der Sendespannung erfolgen. Hiermit ist gewährleistet, daß die Nichtlinearität der zur Gleichrichtung verwendeten Diode, auch wenn sie bereits im Meßobjekt enthalten ist, ohne Einfluß auf die Meßgenauigkeit bleibt. Einen weiteren Vorteil hat das Verfahren der indirekten Amplitudenmessung insofern, als Übersteuerungen des Meßobjektes sofort erkannt werden.

Die im POLYSKOP eingebauten beiden Eichteiler (7) und (8) erlauben eine definierte Pegelabsenkung bis -70 db in Stufen von 1 db. So kann durch Einschalten eines bestimmten db-Wertes bei unveränderter Verstärkung des Anzeigeteils auf dem Bildschirm die Horizontale ermittelt werden, welche einer Pegelabsenkung auf den eingeschalteten Wert entspricht. Als Vergleichslinie kann zweckmäßigerweise die EMK-Anzeige auf die ermittelten Werte gestellt werden.

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

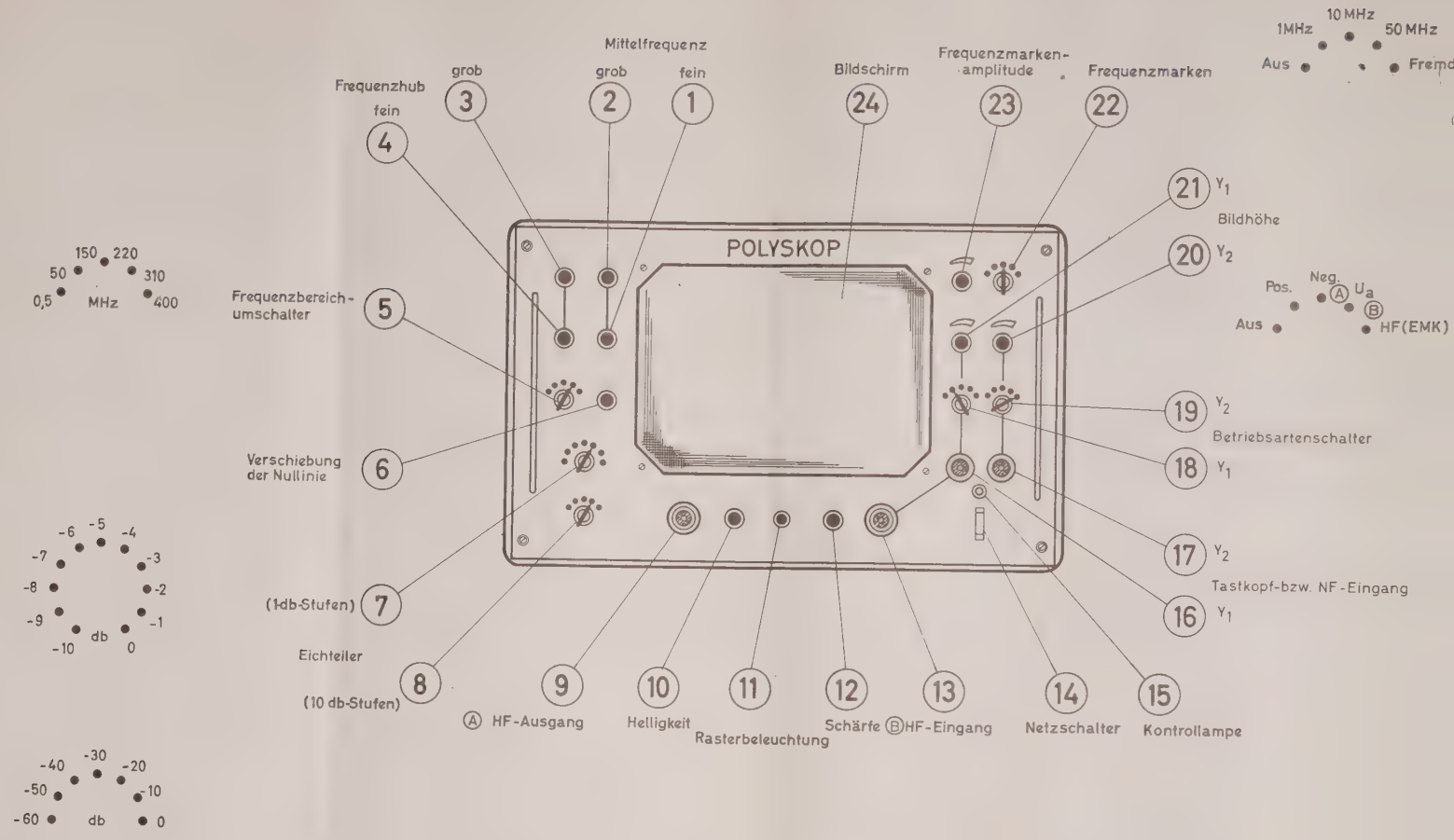


Bild 5. Bedienungsorgane an der Frontplatte

3 Anwendungsbeispiele

3.01 Messung an Einzelkreisen (Messung der Resonanzfrequenz und Bandbreite)

Einzelresonanzkreise, die als Kopplungselemente zwischen zwei Verstärkerröhren liegen, werden am besten in der Meßanordnung untersucht, die aus Bild 6 zu ersehen ist.

3.011 Einspeisung eines Meßobjektes

Hierzu verwenden Sie ein möglichst nicht zu langes Zuführungskabel mit offenem Ende, das Sie an das Gitter der ersten Verstärkerröhre anlöten. Bei diesen behelfsmäßigen Anschlüssen sollten Sie immer auf eine gute Anpassung achten. Hierfür verwenden Sie die Anzeige der Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Frequenz auf dem einen Strahl, das Meßergebnis betrachten Sie mit dem zweiten Strahl.

Die Welligkeit der U_a darf in dem für die Messung wichtigen Frequenzbereich nicht mehr als 20 % schwanken. Sind die Schwankungen größer, so müssen Sie vor Beginn der Messung durch Kompensation des Eingangswiderstandes am Gitter der ersten Verstärkerröhre (durch Kondensator oder kleine Spule) die Anpassung verbessern. Selbst wenn Sie am Gitter einen Widerstand des Z-Wertes angeschaltet haben, so können Sie nicht erwarten, daß bei dem endlichen Eingangswiderstand der Verstärkerröhre und deren Eingangskapazität eine exakte Anpassung vorhanden ist. Nur bei Bandbreiten unter etwa 2 MHz dürfte sich in den meisten Fällen eine Kompensation erübrigen, wenn das Zuführungskabel zum Meßobjekt kürzer als 1 m ist.

3.012 Messung der Resonanzfrequenz

Zur Messung der Resonanzfrequenz genügt es in den meisten Fällen, wenn Sie den HF-Tastkopf in geringer Entfernung von der zu untersuchenden Kreisspule am Chassis befestigen. Sie können auch über einen kleinen Kondensator von ca. 0,5...1 pF an die Anode der Verstärkerröhre an-

100 x 100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

koppeln. Hierbei bleibt die durch den Tastkopf verursachte Verstimmung und Bedämpfung des Schwingkreises so gering, daß Sie die tatsächliche Resonanzfrequenz und die tatsächliche Bandbreite messen können. Nur bei geringer Stufenverstärkung und großer Bandbreite des Schwingkreises wird ein direkter Anschluß des Tastkopfes erforderlich sein. Mit Hilfe der Frequenzmarken ermitteln Sie die Resonanzfrequenz des Schwingkreises.

3.013 Messung der Kreisgüte (Bandbreite)

Zur Messung der Kreisgüte schalten Sie den Eichteiler auf -3 db und können so die Ausgangsspannung des POLYSKOP um exakt 3 db absenken. Die sich hierbei ergebende Absenkung in der angezeigten Resonanzkurve fixieren Sie durch Einstellung der EMK-Anzeige auf den Spitzenwert der Resonanzkurve. Nach Zurückschalten des Eichteilers auf 0 db können Sie mit Hilfe der Frequenzmarken die obere und untere Fequenz ermitteln, bei welcher der 3-db-Abfall auftritt. Die Differenz der beiden ermittelten Frequenzen $f_o - f_u$ ergibt die Bandbreite Δf.

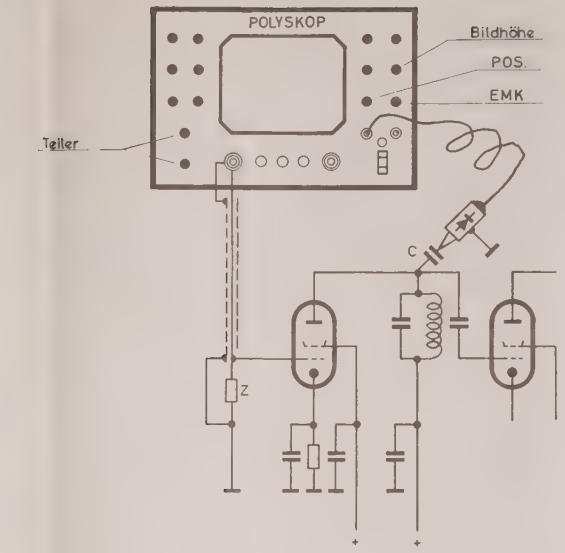
Die Kreisgüte errechnet sich aus der Resonanzfrequenz f und der Bandbreite Δf

$$\text{Kreisgüte } Q = \frac{f}{\Delta f}$$

3.014 Möglichkeiten der Fehlmessung

Bei Bandbreiten von Einzelkreisen < 50 kHz verursacht unter Umständen der automatische Frequenzablauf mit 50-Hz-Sinusspannung einen Meßfehler sowohl hinsichtlich der Bandbreitemessung als auch hinsichtlich der Bestimmung der exakten Resonanzfrequenz. Hierüber lesen Sie bitte unter Absatz 4 und Absatz 9.5.

Achten Sie darauf, daß das Meßobjekt nicht übersteuert wird. Bei Einspeisung am Gitter einer Verstärkerröhre muß der Teilerschalter am POLYSKOP auf mindestens 10 db geschaltet werden.



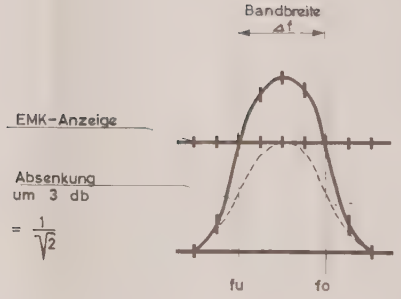


Bild 6. Messung an Einzelkreisen

3.02 Messung an Bandfiltern (Kopplungsfaktor und Bandbreite)

Für die Messung und den Abgleich von Bandfiltern, welche als Koppelelemente zwischen zwei Verstärkerstufen geschaltet sind, erweist sich die Möglichkeit der gleichzeitigen Anzeige zweier Meßgrößen mit dem POLYSKOP als besonders nützlich.

3.021 Meßaufbau und Einspeisung

Der empfehlenswerte Meßaufbau ist in Bild 7 skizziert. Über ein möglichst kurzes Kabel mit offenem Ende wird die erste Verstärkerröhre angeschlossen, wobei hinsichtlich der Anpassung die gleichen Gesichtspunkte berücksichtigt werden müssen wie bei der Messung an Einzelkreisen (vgl. Absatz 3.01).

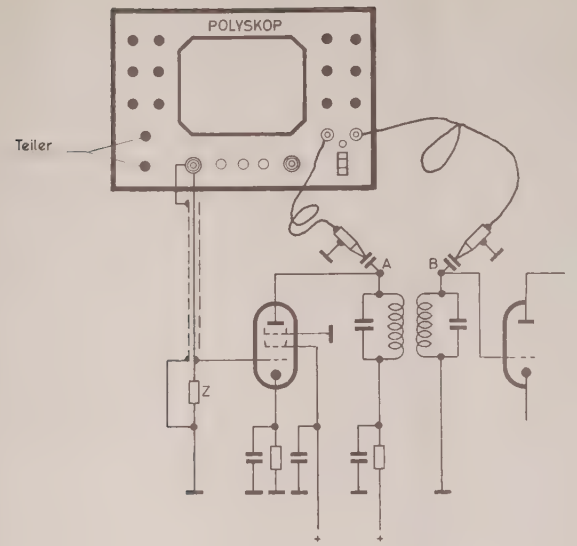
3.022 Messung der Bandbreite

Hierzu wird der HF-Tastkopf an den Ausgang des Bandfilters über einen Kondensator von 0,5...1 pF geschaltet. Die folgende Verstärkerröhre bleibt im Gerät in Betrieb, damit deren Eingangswiderstand und Eigenkapazität in die Messung mit einbezogen werden. Verringert man mit dem Eichteiler die Ausgangsspannung des POLYSKOP um 3 db, so kann die Bandbreite des Filters wie beim Einzelkreis gemessen werden.

3.023 Einstellung der Bandfilterkopplung

Hierzu wird der zweite HF-Tastkopf an den Eingang des Bandfilters ebenfalls wieder über einen kleinen Kondensator angekoppelt, und Sie erhalten nunmehr die gleichzeitige Anzeige zweier Spannungsverläufe. Bei exakt kritischer Kopplung muß die Einsattelung, welche bei der Filtermittenfrequenz am Eingang des Filters gemessen wird, gegenüber dem maximalen Überhöhungen an den Filtergrenzen genau um 50 % tiefer liegen. Außerdem sollen die beiden Höcker gleiche Höhe aufweisen. Das ist nur dann der Fall, wenn keinerlei Rückwirkung im Meßobjekt vorhanden ist.

058: 50 x 100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN



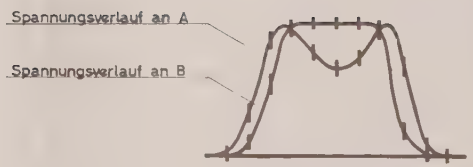


Bild 7. Messung an Bandfiltern

3.024 Möglichkeiten der Fehlmessung

Bandfilter, deren Flankensteilheit von 10 % auf 100 % der Amplitude innerhalb von < 20 kHz verläuft, können mit dem POLYSKOP nicht exakt gemessen werden. Hierzu lesen Sie wiederum nach unter Absatz 4 und Absatz 9.5.

Achten Sie weiter auf eine mögliche Übersteuerung des Meßobjektes durch eine zu hohe Ausgangsspannung des POLYSKOP (eine Mindestdämpfung von 10 db ist zu empfehlen).

3.025 Messung und Abgleich von mehrstufigen Zwischenfrequenzverstärkern

Mehrstufige Verstärker mit Bandfilterkopplung können in gleicher Weise mit dem POLYSKOP abgeglichen und gemessen werden, wobei die Möglichkeiten einer Fehlmessung mit der zunehmenden Versteilerung der Filterflanken bei Einsatz mehrerer Bandfilter anwachsen (siehe Absatz 4 und 9.5).

3.03 Begrenzer und Diskriminator

3.031 Begrenzer

Die am Anodenkreis eines Begrenzers auftretende HF-Spannung kann mit einem der HF-Tastköpfe bei schwacher Ankopplung über 0,5...1 pF angezeigt werden. Durch Veränderung der Ausgangsspannung am POLYSKOP mit Hilfe des eingebauten Eichteilers können Sie erkennen, in welchen Bereichsgrenzen die Amplitude am Begrenzerkreis unverändert bleibt.

Die sich bei einem gewöhnlichen Begrenzer am Gitterableitwiderstand der Begrenzerröhre ausbildende negative Spannung kann über einen Entkopplungswiderstand > 100 kΩ auf dem zweiten Strahl des POLYSKOP gleichzeitig betrachtet werden. Durch diese gleichzeitige Darstellung der beiden Spannungsverläufe wird die Arbeitsweise des Begrenzers besonders anschaulich sichtbar.

3: 50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

3.032 Diskriminator

Diskriminatoren enthalten die Gleichrichteranordnung bereits eingebaut. Zur Messung eines Diskriminators wird die gleichgerichtete Diskriminatorspannung über einen Entkopplungswiderstand > 100 kΩ direkt am Diskriminator abgenommen und auf dem POLYSKOP angezeigt. Da die Kurve eines Diskriminators symmetrisch verläuft, ist die Nullinie am POLYSKOP in die Bildmitte einzustellen.

Besonders aufschlußreich ist die zusätzliche Betrachtung der Durchlaßkurve des vorgeschalteten ZF-Verstärkers vor dem ersten Begrenzer. Sie sehen hierbei genau, ob der Diskriminator auf die Bandmitte des ZF-Bereichs eingestellt ist. Durch Verändern der Ausgangsspannung am POLYSKOP prüfen Sie, ob die Diskriminatorkennlinie im ganzen Pegelbereich unverändert bleibt. Bei dieser Messung wird gleichzeitig das ordnungsgemäße Arbeiten aller Begrenzerstufen mit erfaßt.

3.033 Möglichkeiten der Fehlmessung

Der Sender des POLYSKOP wird während des Oszillografenrücklaufes ausgetastet. Auf Grund der hohen Verstärkung eines Zwischenfrequenzverstärkers mit Begrenzern und Diskriminator wird bei Abwesenheit einer Eingangsspannung (während der Senderaustastung) ein starkes Rauschen am Diskriminator auftreten. Dies kann Ursache dafür sein, daß die Diskriminatorkurve auf dem Bildschirm unregelmäßig auf- und abspringt. Eine Verfälschung des Meßergebnisses kann hierdurch jedoch nicht auftreten.

Bei schmalen ZF-Verstärkern und Diskriminatoren (Bandbreite < ca. 100 kHz) sind Fehlmessungen auf Grund des automatischen Frequenzablaufes möglich. (Vergleichen Sie die Ausführungen unter Absatz 9.5).

Werden Verstärkerstufen mit dem POLYSKOP durchgemessen, deren mittlerer Anodenstrom in Abhängigkeit von der Aussteuerung schwankt, was in besonderem Maße bei Begrenzern der Fall ist, so können Fehlmessungen in der Frequenzganganzeige in Form einer Dachschräge auftreten. Im allgemeinen sind die Verblockungen der Anoden-, Schirmgitter- und Katodenwiderstände so bemessen, daß sie für den Frequenzbereich des Gerätes einen genügenden Kurzschluß darstellen. Nachdem der Frequenzablauf bei POLYSKOP mit 50 Hz

durchgeführt wird, ist in vielen Fällen die Verblockung nicht ausreichend, um ein Schwanken der Betriebsspannungen zu verhindern. Durch das Schwanken der Betriebsspannungen im 50 Hz-Rhythmus wird in gleichem Maße der Verstärkungsgrad der Stufen geändert, so daß Fehlmessungen unvermeidlich sind. Das Schwanken der Betriebsspannungen kann mit dem POLYSKOP direkt angezeigt werden.

Als allgemeiner Grundsatz kann gelten:

Verstärkerstufen, die nicht im A-Betrieb arbeiten, also in Abhängigkeit von der Aussteuerung unterschiedliche Ströme ziehen, müssen so verblockt werden, daß die Verblockungszeitkonstante entweder $> 10^{-1}$ oder $< 10^{-4}$ ist. Im einen Falle ist die Verblockung gegenüber 50 Hz genügend groß, im zweiten Fall ist sie gegen 50 Hz vernachlässigbar klein. Entsprechen die Zeitkonstanten keiner der beiden Bedingungen, so müssen sie für die Messung durch Parallelkondensatoren entsprechend erhöht werden.

Selbstverständlich erübrigt sich eine solche Maßnahme bei Messungen an Objekten, die unabhängig von der Aussteuerung konstante Stromverhältnisse haben (A-Betrieb). Hier können nur Fehlmessungen bei einer Übersteuerung einzelner Stufen auftreten, womit dann kein reiner A-Betrieb mehr gegeben ist.

3.04 Abgleich von Filtern

Mit dem POLYSKOP können Sie passive Elemente (Tiefpaß-, Bandpaß- und Hochpaßfilter) abgleichen und messen, wobei die Möglichkeit des gleichzeitigen Beobachtens von Eingangswiderstand und Durchlaßdämpfung gegeben ist.

0x100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

3.041 Einspeisung des Meßobjektes

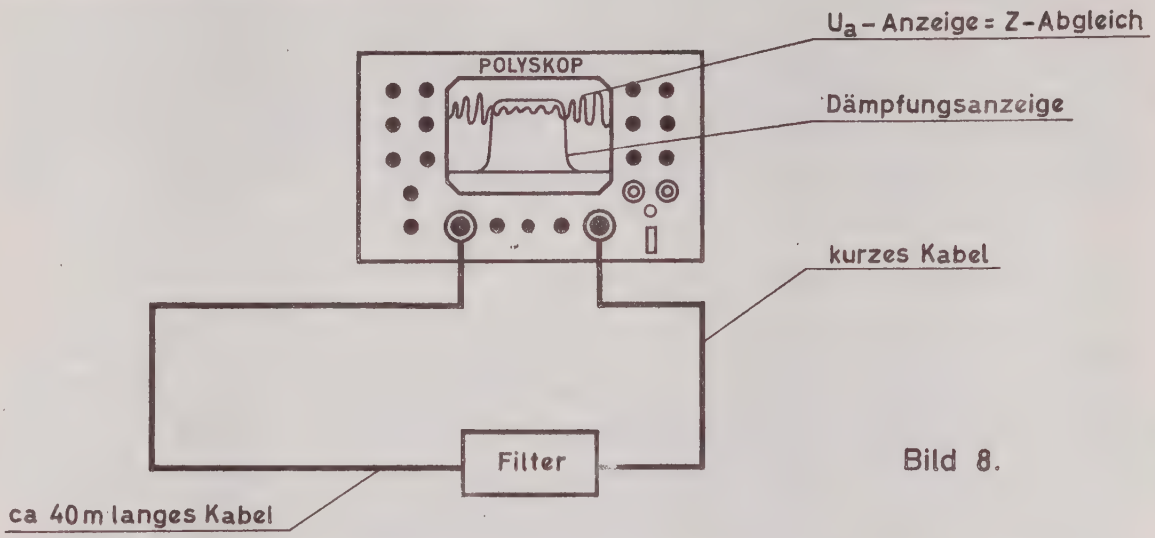


Bild 8.

Das zu messende Filter wird laut obenstehender Skizze (Bild 8) an den HF-Ausgang und den HF-Eingang des POLYSKOP angeschlossen. Wollen Sie neben der Durchlaßdämpfung gleichzeitig den Eingangswiderstand betrachten, so müssen Sie das Meßobjekt über ein hochwertiges, mindestens 30 m langes Meßkabel anschließen. (Ein solches Kabel kann auf Anforderung passend zum POLYSKOP für verschiedene Wellenwiderstände geliefert werden. Näheres hierüber finden Sie in der Zusammenstellung der Daten und des Zubehörs unter Absatz 6.6)

3.042 Messung

Durch die gleichzeitige Kontrolle des Eingangswiderstandes (siehe Absatz 3.126) und des Dämpfungsverlaufes des Meßobjektes erreichen Sie beim Abgleich in denkbar kurzer Zeit optimale Werte.

3.043 Auswertung der Messung

Über die Messung des Eingangsreflexionsfaktors und die hierbei erreichten Meßgenauigkeiten sind unter dem Absatz 3.12 „Kabelmessung" genaue Angaben zu finden.

3.044 Filterabgleich nach Muster

Durch die Zweistrahlanzeige ist das POLYSKOP in besonderem Maße geeignet für einen Abgleich von Meßobjekten nach einem abgeglichenen Muster in der Serienfertigung.

Muster und Prüfling werden hierzu über ein Verzweigungsstück mit 3 x 20 Ω gleichzeitig an den HF-Ausgang des POLYSKOP angeschlossen. Wird zum Anschluß ein hochwertiges langes Meßkabel verwendet, so ist es auch möglich, genügend genau den Eingangswiderstand des Prüflings abzugleichen. Der Abgleich des Prüflings wird so weit vorgenommen, bis die beiden angezeigten Kurven der Durchlaßdämpfungswerte weitgehend zur Deckung kommen. Durch Umschalten eines der beiden Anzeigeverstärker auf Anzeige der Ausgangsspannung U_a wird der korrekte Eingangswiderstand gemessen.

3.045 Möglichkeiten der Fehlmessung

Extrem steile Filterflanken können mit dem POLYSKOP nicht genau aufgelöst werden. Hierbei ist die Steilheit der Flanke maßgebend, jedoch nicht die Bandbreite des Filters. Ein Tiefpaßfilter, welches z.B. bei 10 MHz einen extrem steilen Abfall hat, kann bei einem Frequenzhub von 10 MHz nicht gemessen werden. Unter Umständen ist es jedoch möglich, den Amplitudenabfall bei 10 MHz durch Verringern des Frequenzhubes getrennt zu beurteilen, wenn der Amplitudenabfall nicht steiler als 20 kHz für den Abfall von 100 % auf 10 % ist (siehe Absatz 4 und Absatz 9.5).

3.05 Messung der Stufenverstärkung

Soll die Verstärkung einer Stufe gemessen werden, sc wird einer der beiden HF-Tastköpfe zuerst an die Anode der Röhre angekoppelt. Dann werden bei höchster Verstärkung des Anzeigeteiles die beiden Eichteiler des POLYSKOP so weit heruntergeschaltet, daß gerade volle Bildhöhe angezeigt wird. Ohne nun die Einstellung der Verstärkung auf der Anzeigeseite zu verändern, koppeln Sie den gleichen Tastkopf in gleicher Weise an das Gitter der Verstärkerstufe. Nunmehr schalten Sie den Eichteiler

80 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

so weit zurück, bis die Amplitudenanzeige auf dem Bildschirm den gleichen Wert hat. Die hierbei notwendige Änderung der Ausgangsspannung am POLYSKOP entspricht exakt dem Verstärkungsfaktor der untersuchten Stufe. Mit den beiden eingebauten Eichteilern ist durch diese Art der Vergleichsmessung eine hohe Meßgenauigkeit zu erreichen.

3.06 Videoverstärker und Kettenverstärker

Für die Messung von Videoverstärkern ist der unterste Frequenzbereich von 0,5...50 MHz besonders wegen des großen einstellbaren Frequenzhubes geeignet. Sie können hierbei nicht nur in dem Frequenzband, für dessen Übertragung der Videoverstärker ausgelegt ist, die Amplitudenabhängigkeit von der Frequenz messen, Sie erkennen auch leicht, wenn außerhalb des Übertragungsbereiches bei höheren Frequenzen nochmals Resonanzstellen auftreten. Diese Resonanzstellen sind im allgemeinen durch ungeeignete Koppelkondensatoren oder mangelhafte Verblockung zu erklären und sind oftmals Anlaß zu unerklärlichem Überschwingen bei der Betrachtung der Einschwingvorgänge.

Für die Messung von Kettenverstärkern ist es von besonderer Bedeutung, daß beim Umschalten des POLYSKOP von einem Frequenzbereich auf den folgenden die Ausgangsspannung unverändert den gleichen Wert behält. Im Grenzfalle können Sie die Amplitudenabhängigkeit eines Kettenverstärkers von 0,5...400 MHz in fünf Teilbereichen untersuchen.

3.061 Möglichkeiten der Fehlmessung

Videoverstärker und Kettenverstärker stellen aktive Vierpole mit Tiefpaßeigenschaften dar. Da sie nichtlineare Elemente in Form der Verstärkerröhren enthalten, kann durch Übersteuerung oder durch falsche Dimensionierung ein Klirrfaktor der übertragenen Frequenzen auftreten. Über die Auswirkung dieses Klirrfaktors, der vom Sender her grundsätzlich bis zu 5 % vorhanden sein kann, jedoch ebenso auch im Meßobjekt verursacht sein kann, lesen Sie bitte ausführlich unter Absatz 9.6.

3.07 Frequenzbestimmung aktiver Zweipole

3.071 Meßverfahren

Die Frequenzmarken im POLYSKOP werden durch Schwebungsbildung der Senderfrequenz des POLYSKOP-Senders mit den Spektrallinien des Markengenerators gewonnen. Wird in den HF-Ausgang des Gerätes die Ausgangsfrequenz eines zu prüfenden Meßsenders eingespeist, so entsteht in gleicher Weise durch Schwebung eine Frequenzmarke, die in ihrer Lage mit den im Gerät erzeugten Marken verglichen werden kann. Auf diese Weise ist es möglich, die Eichung von Meßsendern, bei denen z.B. ein Röhrenwechsel vorgenommen wurde, zu überprüfen. Die Genauigkeit ist, entsprechend der Genauigkeit der im POLYSKOP eingebauten Quarznormale, zwar nicht sehr hoch (ca $\pm 1 \cdot 10^{-4}$), sie wird jedoch in vielen Fällen für den beabsichtigten Zweck ausreichen.

3.072 Meßanordnung

Liegt die Ausgangsspannung des zu prüfenden Meßsenders in der Größenordnung von 1 V_{eff}, so kann sie dem rückwärtigen Fremdoszillatoreingang des POLYSKOP zugeführt und so in normaler Weise eine Fremdmarke zur Anzeige gebracht werden. In der Stellung des Frequenzmarkenschalters auf 1 bzw. 10 MHz werden interne Frequenzmarken sichtbar gemacht und mit der erscheinenden Fremdmarke in ihrer Lage verglichen. Beim langsamen Durchdrehen des zu prüfenden Meßsenders sind die Punkte der Frequenzübereinstimmung der Fremdfrequenz mit einer Spektrallinie der Eigenmarken durch eine über das ganze Schirmbild erscheinende NF-Schwebung sicher zu erfassen.

Bei geringeren Ausgangsspannungen des Meßobjektes muß dessen Ausgangsspannung in den HF-Ausgang des POLYSKOP eingespeist werden. Gemessen wird die Ausgangsspannung U_a auf einem der beiden Anzeigeverstärker bei einer Eichteilerstellung von -20 db. Der Frequenzvergleich erfolgt in gleicher Weise wie oben angegeben.

0x100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Soll ein Empfängeroszillator auf einen bestimmten Durchstimmbereich abgeglichen werden, so wird der Frequenzhub des POLYSKOP so eingestellt, daß das Gesamtband, in welchem der Oszillator arbeiten soll, zur Abbildung kommt. Beim Verstimmen des Oszillators sieht man die durch seine Frequenz erzeugte Schwebung wie auf einer Skala über den Bildschirm wandern und kann bequem die Abstimmung auf den geforderten Durchstimmbereich vornehmen.

3.08 Kontrolle der Frequenzeichung an Empfängern

3.081 Meßverfahren

Am rückwärtigen Eingang zur Fremdmarkenerzeugung des POLYSKOP kann ein Frequenzspektrum von 1...400 MHz entnommen werden und zur Kontrolle der Frequenzeichung von Empfängern in diesem Bereich dienen.

In der Stellung des Frequenzmarkenschalters auf 1 MHz beträgt die Ausgangsspannung an dieser Stelle bei

30 MHz	3 mV
100 MHz	2 mV
200 MHz	0,8 mV
300 MHz	0,2 mV
400 MHz	0,1 mV

In der Stellung des Frequenzmarkenschalters auf 10 MHz beträgt die Ausgangsspannung bei

30 MHz	30 mV
100 MHz	3 mV
200 MHz	2 mV
300 MHz	1 mV
400 MHz	0,5 mV

Diese Angaben stellen nur ungefähre Werte dar, sie können von Gerät zu Gerät unterschiedlich sein.

Die Genauigkeit der im POLYSKOP eingebauten Quarze ist ca. $1 \cdot 10^{-4}$, gemessen bei 20°C Umgebungstemperatur und einem T_k von $1 \cdot 10^{-6}/°C$, wodurch die erreichbare Meßgenauigkeit begrenzt ist.

3.09 Abgleich von Fernsehempfängerbaugruppen

Folgende Messungen können Sie beim Abgleich und bei der Überprüfung von Fernsehempfängern durchführen:

a) Abgleich des Eingangtuners in allen Kanälen des Bandes I und III.
b) Abgleich des ZF-Verstärkers (Bild-ZF-Verstärker)
c) Abgleich des Intercarrier-Tonteiles (ZF-Teil, Begrenzer, Diskriminator)
d) Abgleich des Videoverstärkers bis zum Bildröhrenanschluß
e) Überalleskontrolle vom VHF-Eingang bis zum Bildröhrenanschluß bei gleichzeitiger Betrachtung von Videocharakteristik und Diskriminatorkennlinie.

3.10 Messung an Antennenverstärkern

Bei der Entwicklung und Fertigung von Antennenverstärkern ist die Möglichkeit, breiteste Frequenzbänder mit einem einzigen Gerät erfassen zu können, von besonderem Vorteil. Hierdurch werden die Messungen an kombinierten Verstärkeranlagen für Rundfunk-, Kurzwellen, Ultrakurzwellen- und Fernsehband in kürzester Zeit durchgeführt.

3.11 Aufspüren schlechter Erdstellen und Erdschleifen

Die zum POLYSKOP gehörigen HF-Tastköpfe eignen sich wegen ihrer hohen Empfindlichkeit sehr gut für Untersuchungen auf schlechte Erdverbindungen oder Erdschleifen.

3.111 Meßaufbau

Das Meßobjekt wird wie zur Messung seines Amplitudenganges in gewöhnlicher Weise an das POLYSKOP angeschlossen. Mittelfrequenz und Frequenzhub werden so eingestellt, daß der gesamte Übertragungsbereich des Meßobjektes erfaßt wird.

30 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Mit dem HF-Tastkopf kann nun z.B. durch Messung an verschiedenen Durchführungs- oder Verblockungselementen im Innern des Meßobjektes geprüft werden, ob diese Stellen tatsächlich „kalt" sind, d.h. daß an ihnen keinerlei Hochfrequenzspannungen stehen, die unter Umständen zur Schwingneigung führen können. Mangelhafte Verblockung in mehrstufigen Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzverstärkern führt bekanntlich dazu, daß beim Abgleichvorgang die vorher errechnete Durchlaßcharakteristik nicht erreicht werden kann, daß die Verstärkung einzelner Stufen zu hoch ist oder daß im Grenzfall die Schaltung schwingt.

Die gleichen Erscheinungen können jedoch auch durch schlechte Wahl der Erdstellen verursacht sein. Auf einer nur wenige Zentimeter langen Erdleitung können sich unter Umständen bereits erhebliche HF-Spannungsabfälle in der Größenordnung von mehreren Millivolt ergeben. Sind Erdverbindungen verschiedener Schaltungselemente über die gleiche Erdleitung geführt, so kann durch Schleifenbildung ein fehlerhaftes Arbeiten der Schaltung auftreten. Durch Messung der HF-Spannungsabfälle zwischen den fraglichen Erdpunkten werden solche Fehler schnell erkannt.

3.112 Möglichkeiten der Fehlmessung

Bei allen Messungen mit den HF-Tastköpfen ist unbedingt auf eine gute Erdverbindung des Tastkopfgehäuses mit der Masse des Meßobjektes zu achten. Nur so kann mit Sicherheit die zwischen Tastkopfspitze und Tastkopfgehäuse auftretende HF-Spannung gemessen werden.

3.12 Messungen an Kabeln, Kabelkupplungen und Abschlußwiderständen

Zum besseren Verständnis der nachfolgend beschriebenen Meßverfahren wollen wir einige grundlegende Betrachtungen anstellen.

Wenn wir den Eingangswiderstand eines nicht abgeschlossenen Hochfrequenzkabels in Abhängigkeit von der Frequenz messen, so stellen wir fest, daß dieser bei ganz bestimmten Frequenzen nahezu Null und bei anderen Frequenzen nahezu Unendlich wird. Über dem Frequenzmaßstab aufgetragen, erhalten wir folgendes Bild. (Bild 9)

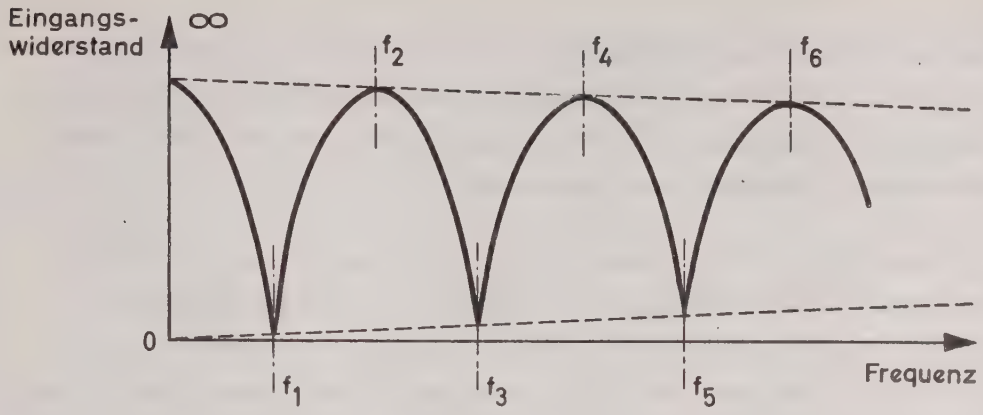


Bild 9.

Bei der Frequenz Null, d.h. bei Gleichstrom, ist der Eingangswiderstand nahezu Unendlich, er hat seinen endlichen Wert auf Grund der Isolations-Verluste zwischen Innenleiter und Kabelmantel. Mit steigender Frequenz nimmt der Eingangswiderstand ab und erreicht bei der Frequenz f_1 ein Minimum. Auf Grund der dielektrischen Verluste messen wir einen Wert, der Null nicht erreicht. Mit steigender Frequenz erreichen wir ein zweites Maximum bei f_2 , wobei die Frequenz f_2 genau den zweifachen Wert von f_1 hat. Bei allen ganzzahligen Vielfachen von f_1 messen wir Maxima bzw. Minima des Eingangswiderstandes. Wir stellen dabei fest, daß mit höheren Frequenzen die Maxima und Minima nicht mehr die gleichen Werte wie bei tiefen Frequenzen erreichen. Dies liegt darin begründet, daß die Dielektrizitätsverluste frequenzabhängig sind und mit steigender Frequenz höher werden.

Wiederholen wir die gleiche Messung, jedoch mit kurzgeschlossenem Kabelende, so messen wir bei Frequenz Null einen endlich kleinen Widerstand, bedingt in erster Linie durch den ohm'schen Widerstand des Kabelinnenleiters. Bei der Frequenz f_1 , bei welcher wir vorher einen minimalen Widerstand gefunden haben, erhalten wir jetzt ein Maximum. Minima und Maxima sind bei gleichem Frequenzabstand lediglich umgekehrt worden.

Bei welcher Frequenz f_1 wir bei nichtabgeschlossenem Kabel das erste Minimum finden, hängt ab von der elektrischen Länge des Kabels, wobei die elektrische Länge des Kabels sich aus seiner mechanischen Länge unter Berücksichtigung der Dielektrizitätskonstante des Materials zwischen Innenleiter und Kabelmantel errechnen läßt. Durch Bestimmung der Fre-

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

quenz f_1 oder auch der Frequenzdifferenz z.B. zwischen f_8 und f_9 können wir bei bekannter mechanischer Kabellänge die Dielektrizitätskonstante oder auch umgekehrt aus der bekannten Dielektrizitätskonstante die mechanische Kabellänge errechnen.

Schließen wir das Kabel mit seinem Wellenwiderstand Z ab, so messen wir in Abhängigkeit von der Frequenz stets den gleichen Eingangswiderstand Z. In der Praxis wird der Widerstandswert jedoch um kleine Beträge vom Z-Wert nach oben und nach unten abweichen. Der Grund hierfür ist die bei der Kabelherstellung nicht ganz zu vermeidende Toleranz des Abstandes zwischen Innen- und Außenleiter, sowie ebenfalls nicht ganz zu vermeidende, geringe Inhomogenitäten des Dielektrikums.

Die in Abhängigkeit von der Frequenz noch auftretende Restwelligkeit des Eingangswiderstandes ist daher ein Maß für die Güte des Kabels, das heißt für die Homogenität seiner mechanischen und elektrischen Eigenschaften.

Schließen wir nun ein solches Kabel mit dem Wellenwiderstand Z_1 ab, der in irgendeiner Weise frequenzabhängig ist und von dem Z-Wert des Kabels abweicht, so messen wir am Eingang des Kabels eine durch Fehlabschluß verursachte Welligkeit des Eingangswiderstandes. Durch Auswertung einer solchen Messung können wir auf die Art des Fehlabschlusses schließen oder den erkannten Fehlabschluß dadurch auf ein Minimum reduzieren, daß wir ihn so lange verbessern, bis die gemessene Welligkeit ein Minimum erreicht hat.

3.121 Meßverfahren und Meßaufbau

Zur bequemen Durchführung von Kabelmessungen ist in den HF-Ausgangsanschluß des POLYSKOP eine Meßdiode eingebaut, deren Spannung als Verlauf der Ausgangsspannung U_a direkt auf dem Bildschirm zur Anzeige gebracht werden kann. Der große Frequenzumfang von 500 kHz bis 400 MHz gestattet es, eine Reihe von Messungen bereits bei geringer Kabellänge (länger als 1 m) durchzuführen. Für die Messung wird das zu unter-

suchende Kabel an den HF-Ausgang des POLYSKOP geschaltet. Die Dämpfung des Eichteilers ist auf -10 db zu stellen, um bei starkem Fehlabschluß (größer als 30 % vom Z-Wert des POLYSKOP) eine Rückwirkung auf die Ausregelung der EMK zu unterbinden. Angezeigt wird der Spannungsverlauf der Ausgangsspannung U_a.

3.122 Bestimmung des Z-Wertes

Einige Meter des unbekannten Kabels werden bei maximalem Frequenzhub in dem für die Verwendung des Kabels interessierenden Frequenzbereich an den HF-Ausgang des POLYSKOP angeschlossen. Solange das Kabel an seinem Ende nicht abgeschlossen ist, erkennen wir die obenerwähnten Maxima und Minima seines Eingangswiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz. Wir schließen nun das Kabel an seinem Ende mit verschiedenen vorher gemessenen Widerständen ab und finden einen Widerstandswert, bei dem die am Eingang des Kabels gemessene Welligkeit ein Minimum wird. Es muß darauf geachtet werden, daß die Abschlußwiderstände möglichst kurz an das Ende des Kabels zwischen Innenleiter und Kabelmantel angelegt werden. Dies ist vor allem wichtig, wenn die Messung bei sehr hohen Frequenzen erfolgt. Der so ermittelte Widerstandswert ist gleich dem Z-Wert des Kabels. Unter der Voraussetzung, daß ein in bestimmten Grenzen regelbarer wellenwiderstandskompensierter Abschlußwiderstand verwendet wird, läßt sich der Z-Wert eines Kabels auf ca. 1 % genau ermitteln.

Der Innenwiderstand (Z-Wert) des POLYSKOP ist bei diesem Meßverfahren von untergeordneter Bedeutung. Die erreichbare Meßgenauigkeit steigt, je niedriger der Z-Wert des zu messenden Kabels ist, bzw. je größer der Innenwiderstand des Generators (Z-Wert des POLYSKOP) ist. Im Grenzfalle müßte das zu messende Kabel mit einem konstanten Strom und nicht mit einer konstanten HF-Leerlaufspannung bei endlichem Innenwiderstand des Generators eingespeist werden, um die höchste Meßgenauigkeit zu erreichen.

30 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

3.123 Bestimmung der Dielektrizitätskonstante

Zur Bestimmung der Dielektrizitätskonstante werden einige Meter des zu messenden Kabels an das POLYSKOP angeschlossen und das Kabel an seinem Ende nicht abgeschlossen. Beginnend mit dem untersten Frequenzbereich des POLYSKOP von 0,5...50 MHz ermitteln wir das erste Minimum der Spannungsanzeige U_a. Für genaue Messungen der Frequenz f_1 empfiehlt es sich, über den Fremdmarkeneingang die Frequenz eines gut geeichten Meßsenders als Vergleichsmarke zu nehmen und den Frequenzhub so weit zu erniedrigen, daß das Minimum in der Spannungsanzeige sicher ausgemessen werden kann.

Aus der so ermittelten Frequenz f_1 und aus der mechanischen Länge des Kabels errechnet sich die Dielektrizitätskonstante ε

$$\varepsilon = \left(\frac{c}{4 \cdot f_1 \cdot l} \right)^2$$

c = Lichtgeschwindigkeit in m/s ($3 \cdot 10^8$)
l = mechanische Länge des Kabels in m

3.124 Ermittlung der Kabeldämpfung

Die Dämpfung eines Kabels ist frequenzabhängig und wächst nach höheren Frequenzen an. Mit dem POLYSKOP läßt sie sich für eine bestimmte Frequenz oder auch für Frequenzen von 0,5...400 MHz als Kurvenzug leicht ermitteln. Hierzu ist es zweckmäßig, eine größere Kabellänge (> als ca. 10 m) zwischen HF-Ausgang und HF-Eingang des POLYSKOP anzuschließen. Vor Beginn der Messung werden HF-Ausgang und HF-Eingang des POLYSKOP mit dem mitgelieferten Präzisionskabel von 1 m Länge überbrückt und bei Eichteilerstellung auf -20 db und Messung auf „HF" die angezeigte Linie auf die Linie 10 des Transparentschemas eingeregelt. Nun wird das kurze Präzisionskabel durch das zu prüfende Kabel ersetzt und durch Zurückschalten des Eichteilers wieder die gleiche Anzeige hergestellt. Der ermittelte Unterschied in der Stellung des Eichteilers ist gleich der Kabeldämpfung bei der eingestellten Frequenz bzw. im eingestellten Frequenzbereich. Da mit den Eichteilern die Dämpfung in Stufen zu 1 db eingestellt werden kann, läßt sich eine sehr hohe Meßgenauigkeit erreichen.

Der Verkürzungsfaktor k errechnet sich bei modernen Kabeln mit Volldielektrikum aus der Dielektrizitätskonstante (siehe dort) als

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \qquad \varepsilon = \text{Dielektrizitätskonstante}$$

3.125 Beurteilung der Homogenität

Soll z.B. zur Überwachung der Kabelfertigung die Homogenität des Kabels untersucht werden, so wird ein möglichst langes Kabelstück an den HF-Ausgang des POLYSKOP angeschlossen. Der Kabelabschluß erfolgt mit einem Präzisionswiderstand des Kabel-Z-Wertes. Bei inhomogenen Kabeln kann in gewissen Frequenzabständen eine stärkere Welligkeit festgestellt werden. Aus der untersten Frequenz f_1 , bei welcher die Stoßstelle zu erkennen ist, kann wiederum auf die Lage der Stoßstelle auf dem Kabel geschlossen werden.

3.126 Messung mit fehlabgeschlossenem Kabel (Anpassung, Reflexionsfaktor)

Das POLYSKOP in Verbindung mit einem hochwertigen Meßkabel größerer Länge (für Z = 50, 60, 75 Ω als Zubehör lieferbar) eignet sich zur Durchführung folgender Messungen:

a) Messung des Eingangswiderstandes von Filtern, Verstärkern, Empfängern usw. und Abgleich auf geringste Eingangsreflexion

b) Messung des Reflexionsfaktors

c) Prüfung von Kabelkupplungen

d) Antennenanpassungsmessungen

(Der Z-Wert des Meßkabels (Vergleichsnorm) muß dabei nicht unbedingt gleich dem Z-Wert des POLYSKOP sein. Hierzu siehe unter 3.122).

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Wird ein hochwertiges Kabel mit der Ausgangsspannung des POLYSKOP beaufschlagt und mit seinem Z-Wert abgeschlossen, so stellt der Spannungsverlauf der Eingangsspannung am Kabel (Messung der U_a) einen Kurvenzug mit sehr geringer Welligkeit dar. Wird das Kabel an seinem Ende mit einem Meßobjekt abgeschlossen, so bewirkt der durch dessen Eingangswiderstand verursachte Fehlabschluß eine bestimmte Welligkeit am Eingang des Kabels. Im Frequenzbereich bester Anpassung ist diese Welligkeit am geringsten, außerhalb des Abgleichbereiches steigt sie an. (Bild 10)

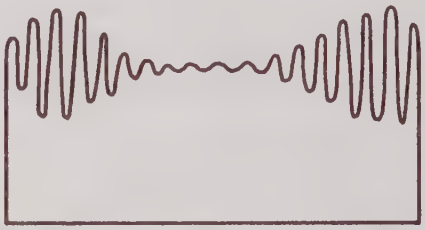


Bild 10.

Die Größe der Welligkeit ist ein direktes Maß für die Art des Fehlabschlusses und den dadurch verursachten Reflexionsfaktor.

Die einfachste Methode der Berechnung des Reflexionsfaktors besteht in der Bestimmung der Amplitude der Welligkeit am Eingang des Kabels bei unabgeschlossenem Kabel und beim Abschluß durch das Meßobjekt.

Die Amplitude der Welligkeit bei Kabelleerlauf sei A_1, diejenige bei abgeschlossenem Kabel A_2. Daraus errechnet sich der Reflexionsfaktor zu

$$P = \frac{A_2}{A_1}$$

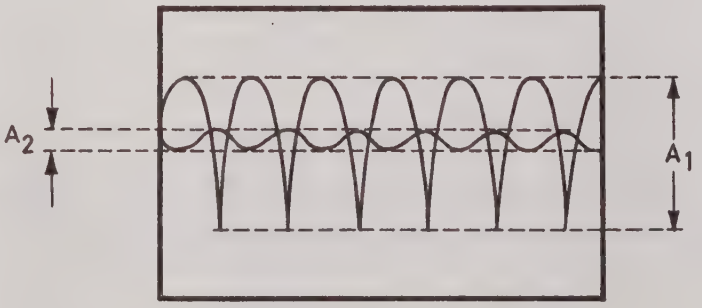


Bild 11.

(bei dieser Messung ist der Eichteiler unbedingt auf -10 db zu schalten)

Diese Messung hat den Vorteil, daß die Dämpfung des Meßkabels auf die Messung ohne Einfluß ist. Sie hat den Nachteil, daß auf Grund der Nichtlinearität der im POLYSKOP eingebauten Diodengleichrichter das gemessene Amplitudenverhältnis zu groß, d.h. der ermittelte Reflexionsfaktor zu klein ist.

Bei folgender Methode werden höhere Meßgenauigkeiten erzielt. (Bild 12)

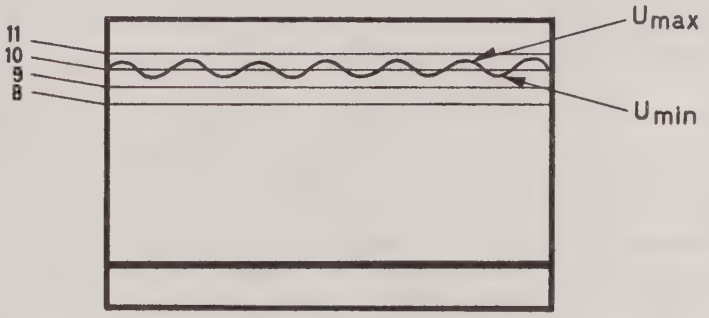


Bild 12.

Die Maxima und Minima der am POLYSKOP angezeigten Kurve stellen die Transformation des Abschlußwiderstandes auf den Eingang des Kabels dar. Einer oder beide Werte können zur Berechnung des Fehlabschlusses bzw. des Reflexionsfaktors verwendet werden. Aus dem durch den Innenwiderstand des POLYSKOP (Z-Wert) und dem Z-Wert des Meßkabels durch einfache Spannungsteilung sich ergebenden Wert U_{max} oder U_{min} können wir R_{max} und R_{min} bestimmen.

$$R_{max} = R_i \frac{U_{max}}{U_0 - U_{max}} \qquad \text{oder} \qquad R_{min} = R_i \frac{U_{min}}{U_o - U_{min}} \qquad (\Omega)$$

R_i = Innenwiderstand (Z-Wert) des POLYSKOP
U_o = EMK des POLYSKOP

Hieraus errechnen wir den Reflexionsfaktor P_2

$$P_2 = \left| \frac{R - R_i}{R + R_i} \right| \qquad R = R_{max} \text{ oder } R_{min}$$

Die oben angegebenen Formeln wollen wir nun zur schnellen Messung mit dem POLYSKOP in folgender Weise umwandeln:

; 50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Wir stellen die Anzeige am POLYSKOP so ein, daß die wellige Kurve symmetrisch zur Linie 10 des POLYSKOP-Rasters liegt. Aus dem Maximalwert der angezeigten Spannung U_{max} oder dem Minimalwert U_{min} können wir R_{max} oder R_{min} berechnen. Für die Rechnung ist der Wert der EMK wichtig. Dieser Wert kann für den Fall mit 20 angenommen werden, wenn der Z-Wert (Innenwiderstand) des POLYSKOP gleich dem Z-Wert des Kabels ist. Da wir jedoch nicht immer diesen Fall haben, sondern auch mit im Z-Wert abweichenden Kabeln messen wollen, sei hier eine Zusammenstellung gegeben, welche die für den EMK-Wert einzusetzende Zahl in Abhängigkeit vom Z-Wert des POLYSKOP und dem Z-Wert des Kabels bringt.

		Z-Wert des POLYSKOP (Ω)		
		50	60	75
Kabel-Z-Wert (Ω)	50	20	22	25
	60	18,3	20	22,5
	75	16,7	18	20
	150	13,3	14	15
		Einzusetzender EMK-Wert		

Für andere Kabel-Z-Werte wird folgende Formel den einzusetzenden EMK-Wert (mV) ergeben:

$$\text{EMK-Wert} = \frac{10 \cdot (Z_{POLYSKOP} + Z_{Kabel})}{Z_{Kabel}}$$

Aus dem ermittelten Wert U_{max} am Raster des POLYSKOP (z.B. 10,7) errechnen wir R_{max}

$$R_{max} = \frac{U_{max}}{\text{EMK-Wert} - U_{max}} \cdot Z_{POLYSKOP} \qquad \text{z.B. } R_{max} = \frac{10,7}{20 - 10,7} \cdot 60 = 69\ \Omega$$

Sinngemäß verfahren wir bei der Berechnung von R_{min} . Aus dem Wert R_{max} errechnet sich der Reflexionsfaktor P

$$P = \frac{R_{max} - Z_{Kabel}}{R_{max} + Z_{Kabel}} \qquad \text{z.B.} \qquad P = \frac{69 - 60}{69 + 60} = 0,07 = 7\ \%$$

Die auf Blatt 40 angegebene Berechnung liefert recht genaue Ergebnisse, solange der Reflexionsfaktor unter etwa 20 % liegt und die Dämpfung des Meßkabels bei der Meßfrequenz noch vernachlässigt werden kann.

Messen wir mit einem ca. 40 m langen Präzisionskabel z.B. bei 200 MHz, so müssen wir in Betracht ziehen, daß die am Kabelende reflektierte Welle auf Grund der Kabeldämpfung am Eingang des Kabels zu niedrig gemessen wird. Die HF-Spannung ist vom HF-Ausgang des POLYSKOP bis zum Kabelende und von dort wieder zurück bis zum POLYSKOP gelaufen, sie wurde also um den doppelten Wert der Kabeldämpfung geschwächt. Nehmen wir an, wir haben bei Ermittlung der Kabeldämpfung (Absatz 3.124) bei 200 MHz eine Dämpfung von 3 db ermittelt, so ist bei der Anzeige der durch den Reflexionsfaktor bedingten Welligkeit eine um $2 \cdot 3 = 6$ db zu geringe Anzeige erfolgt. Hätte das Kabel eine Eigendämpfung von 0 db, so würde nach obigem Beispiel die U_{max} -Anzeige nicht bei 10,7, sondern bei etwa 11,4 liegen.

R_{max} wäre demnach $\frac{11,4}{20 - 11,4} \cdot 60 = 80\ \Omega$

P_2 würde somit $\frac{80 - 60}{80 + 60} = 0,14 = 14\ \%$

Wir sehen also, daß der wahre Reflexionsfaktor bei einer Dämpfung des Kabels von $2 \cdot 3 = 6$ db um den Faktor 2 höher liegt.

3.127 Ermittlung des Phasenwinkels des Reflexionsfaktors

Auch der Phasenwinkel φ des Reflexionsfaktors kann mit einiger Genauigkeit mit dem POLYSKOP ermittelt werden. Hierzu wird das Meßkabel zuerst im Leerlauf betrieben und die Frequenzdifferenz zweier Minima f_1 ausgemessen. Wird nun das Kabel mit dem Meßobjekt abgeschlossen, so ergibt sich eine Verschiebung des Minimums in der Anzeige und wir erhalten einen Wert f_2 . Aus diesen beiden Werten errechnen wir den Phasenwinkel des

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Reflexionsfaktors

$$\varphi = 2\,\pi \cdot \frac{f_2}{f_1}$$

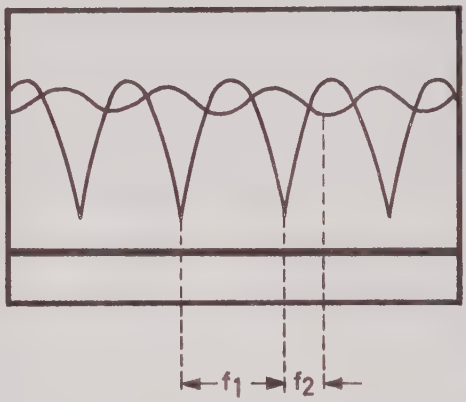


Bild 13.

Zur genauen Frequenzbestimmung verwenden wir wieder eine Fremdmarke aus einem sehr gut geeichten Meßsender und dehnen den Frequenzhub so weit, daß eine gute Bestimmung der Minima erfolgen kann. Mit Hilfe der oben beschriebenen Meßverfahren können Fehlabschlüsse mit hinreichender Genauigkeit gemessen werden.

3.128 Möglichkeiten der Fehlmessung

Eine Beurteilung des Eingangswiderstandes des Meßobjektes ist nur dann möglich, wenn dieses über ein Kabel genügender Länge angeschlossen wird. Auf dem Bildschirm müssen mindestens zwei Maxima oder Minima erscheinen. Ist dies nicht der Fall, dann leuchtet es ein, daß beliebige Werte des Meßobjekteingangswiderstandes gemessen werden können, die keinerlei Beziehung zum tatsächlich vorhandenen Wert haben.

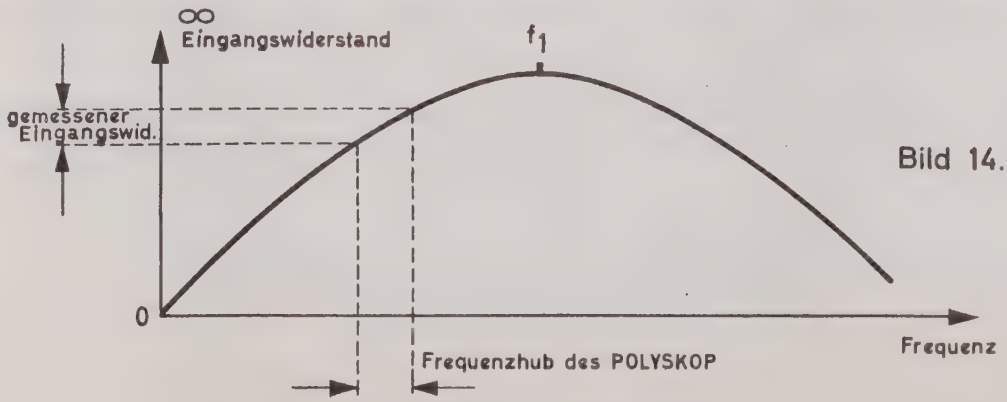


Bild 14.

Nehmen wir an, das Meßobjekt sei über ein Kabel von 1 m Länge angeschlossen. Bei Kurzschluß am Kabelende werden wir das erste Maximum bei ca. 50 MHz haben. Je nachdem, bei welcher Frequenz wir messen, können wir Eingangswiderstände zwischen Null und Unendlich ermitteln (Bild 14). Erst wenn wir mindestens zwei Maxima auf dem Bildschirm sehen, kann eine Auswertung erfolgen, wobei die Meßgenauigkeit um so höher ist, je dichter die Maxima und Minima in dem uns interessierenden Frequenzbereich liegen.

Wird durch das Meßobjekt ein Fehlabschluß von größer als ca. 30 % hervorgerufen, so kann eine Rückwirkung auf die Ausregelung der EMK im POLYSKOP eine Fehlmessung verursachen. Man überzeuge sich stets durch Messung der EMK, daß diese durch die Anschlußweise des Meßobjektes nicht beeinflußt wird. Dies ist auch bei 100 % Fehlabschluß sichergestellt, wenn der Eichteiler auf mindestens -10 db geschaltet wird.

Eingangsröhren von Empfänger- und Verstärkerschaltungen können bei zu großer Eingangsspannung leicht übersteuert werden und einen großen Fehlabschluß vortäuschen. Für derartige Messungen ist es zweckmäßig, eine Grunddämpfung von -20 db einzuschalten. In diesem Falle wird das Meßobjekt mit 50 mV_{eff} beaufschlagt, wobei eine Übersteuerung nicht zu befürchten ist.

4 Wie werden Fehlmessungen vermieden

Bei der Besprechung der verschiedenen Anwendungen wurde bereits weitgehend auf die Möglichkeiten von Fehlmessungen eingegangen. Hier seien nochmals alle wichtigen Punkte zusammengestellt, die gewissermaßen als Grundregeln bei der Benützung des POLYSKOP beachtet werden sollten.

60 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

4.1 Fehlmessung durch Einstellung eines zu großen Frequenzhubes

Der automatische Frequenzablauf des POLYSKOP bringt es mit sich, daß die Meßfrequenz nur eine verhältnismäßig kurze Zeitspanne im Bandbreitenbereich des Meßobjektes verweilt. Bei sehr kleiner Bandbreite des Meßobjektes oder bei einem zu großen Frequenzhub wird diese Verweilzeit so kurz, daß das Meßobjekt nicht zur vollen Amplitude einschwingen kann. Bandbreite und auch Resonanzfrequenz des Meßobjektes werden in diesem Falle nicht richtig gemessen. Die einfachste Prüfung, ob das Meßobjekt voll einschwingt, besteht darin, daß Sie den Frequenzhub erniedrigen. Wenn hierbei keine Erhöhung der Amplitudenanzeige oder Verschiebung der Resonanzfrequenz auf dem Frequenzmaßstab beobachtet werden kann, dann sind Sie sicher, keine Fehlmessung zu erhalten. Genaueres über die Probleme der Auflösung steiler Resonanzkreise und Filterflanken lesen Sie unter Absatz 9 bzw. 9.5.

4.2 Übersteuerung des Meßobjektes

Passen Sie die Ausgangsspannung des POLYSKOP stets auf die maximal zulässige Eingangsspannung Ihres Meßobjektes an! Durch Übersteuerung werden Frequenzgänge verfälscht und Fehlmessungen vorgetäuscht.

4.3 Fehlmessungen durch Klirrfaktor

Videoverstärker und Tiefpaßfilter sowie breite Bandpaßfilter können mit einer Genauigkeit gemessen werden, deren obere Grenze durch den Eigenklirrfaktor des POLYSKOP begrenzt ist. Sie können den Meßfehler klein halten, wenn Sie möglichst hohe Meßspannungen auf die Meßdiode (HF-Tastkopf bzw. HF-Eingang) geben, wobei eine Spitzengleichrichtung noch sichergestellt ist. Stufen im Frequenzgang bei der halben Grenzfrequenz des Meßobjektes können durch den Klirrfaktor (< 5 %) bis zu 10 % Frequenzgang vortäuschen. Der Klirrfaktor kann jedoch auch in noch stärkerem Maße durch das Meßobjekt selbst verursacht sein, wenn es sich um **a k t i v e** Vierpole handelt.

4.4 Brummschleifen, HF-Schleifen

Achten Sie stets auf eine einwandfreie Masseverbindung der Tastkopfgehäuse mit der Masse des Meßobjektes. Bei höheren Frequenzen darf keinesfalls ein dünner längerer Draht zur Erdung verwendet werden. Beim Berühren oder Verlagern des Tastkopfkabels dürfen keine Änderungen in der Anzeige auftreten. Auch bei allen anderen Meßaufbauten darf ein Berühren der Kabel oder der Geräte selbst keine Anzeigeveränderung zur Folge haben. Oftmals ist es erforderlich, alle an dem Meßaufbau beteiligten Geräte erdfrei, d.h. an ungeerdeten Netzanschlüssen zu betreiben und nur das POLYSKOP geerdet zu belassen. Besonders empfindlich in dieser Hinsicht sind Meßobjekte mit hoher Verstärkung bei undefinierten HF-Erdverhältnissen.

Enthält das Meßobjekt bereits eine Gleichrichteranordnung, deren Ausgangsspannung am POLYSKOP zur Anzeige gebracht werden soll, so kann das Meßergebnis durch eine Brummstörung verfälscht werden. Dieser netzsynchrone Brumm wird erkannt, wenn die angezeigte Resonanzkurve durch Änderung der Mittelfrequenz über den Bildschirm verschoben wird. Eine Formveränderung in der angezeigten Kurve ist ein sicheres Zeichen für Netzbrummstörungen.

4.5 Fehler durch Übersteuerung der Anzeigeverstärker

Es ist darauf zu achten, daß die am POLYSKOP angezeigte Kurve an keiner Stelle über den oberen Bildschirmrand ragt, da sonst durch Übersteuerung des Y-Verstärkers die Anzeige verfälscht wird. Verschiebt sich beim Aufdrehen der Y-Verstärkung (20) oder (21) (Bild 5) zur Vergrößerung der Bildhöhe der rechte Teil des Oszillogrammes unter die Nullinie, so ist dies ein sicheres Zeichen für Übersteuerung. Bei Zweistrahlbetrieb wird durch Übersteuerung des einen Verstärkers auch die Anzeige des anderen Verstärkers gestört.

Beim Umschalten von einer Betriebsart auf die andere, z.B. vom Tastkopf auf „EMK", wobei möglicherweise ein großer Amplitudensprung auftritt, kann der Y-Verstärker so weit übersteuert werden, daß es einige Sekunden dauert, bis die Verstärkerröhren ihren normalen Arbeitspunkt wieder erreichen. In einem solchen Falle ist es am zweckmäßigsten, den betreffenden Y-Regler auf Null zu drehen, einige Sekunden zu warten und dann wieder langsam aufzudrehen.

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

4.6 Fehler durch Fremdoszillatoreinstreuung

Wird ein Empfänger direkt an seiner Mischstufe eingespeist, so kann die der Mischstufe zugeführte Oszillatorspannung über den Anschlußweg zum POLYSKOP auf die Ausregelung der EMK oder auf die Anzeige der U_a zurückwirken. Die Rückwirkung auf die EMK-Regelschaltung wird durch Einschalten einer höheren Dämpfung herabgesetzt, die Auswirkung auf die U_a-Anzeige kann in solchen Fällen nur schwer vermieden werden, eine Auswertung der U_a-Anzeige kann nicht erfolgen, jedoch werden die übrigen Eigenschaften des POLYSKOP nicht beeinträchtigt.

4.7 Für folgende Messungen ist das POLYSKOP auf Grund seiner gesamten Konzeption ungeeignet:

a) Messungen an Objekten mit einem Flankenanstieg < 50 kHz, wie zum Beispiel Quarzfilter und vielstufige, schmalbandige ZF-Verstärker.

b) Messung mit Frequenzhüben kleiner als 400 kHz, hierzu müßte gleichzeitig der Frequenzablauf verlangsamt werden.

c) Das POLYSKOP ist kein Spektralanalysator, es kann ohne Zusatzgeräte nicht zur selektiven Anzeige der spektralen Energieverteilung in bestimmten Frequenzbändern verwendet werden.

d) Das POLYSKOP ist kein Frequenzmeßgerät höchster Genauigkeit. Über die mit ihm erreichbare Genauigkeit in der Frequenzbestimmung lesen Sie bitte unter Absatz 3.08.

e) Das POLYSKOP ist kein Impedanzmeßgerät im eigentlichen Sinne des Wortes. Zur Messung von Impedanzen nach Betrag und Phase empfehlen wir den Zg-Diagraphen Type ZDU der Fa. ROHDE & SCHWARZ. Über Anpassungsmessungen geringerer Genauigkeit mit dem POLYSKOP lesen Sie bitte unter Absatz 3.12.

f) Dem POLYSKOP kann keine konstante Frequenz entnommen werden. Selbst bei völlig zurückgedrehtem Frequenzhub verbleibt ein Resthub von ca. 50 kHz und eine durch Unstabilitäten der Stromversorgung verursachte langsame Frequenzwanderung.

Stichwortverzeichnis zur Funktionsbeschreibung des POLYSKOP

zu 5.1 S e n d e r t e i l

	Blatt
Wobbeloszillatoren	49
Mechanische Kupplung von Frequenzhub- und Mittelfrequenzregler	50
Hublinearisierung	51
Bereich 0,5...50 MHz	51
Ausgangsteiler	52
U_a-Anzeige	52
Regelung	52
Dynamische Regelverstärkung	54
EMK-Anzeige	54
Generatorinnenwiderstand	55
Frequenzablauf	55
Horizontalablenkung	55
Austastung	55
Erzeugung der Austastspannung	55
Amplitudenmodulation des NF-Signals	56

zu 5.2 A n z e i g e t e i l

	Blatt
HF-Eingang	56
NF-Eingänge	56
Y-Verstärker	57
Wählbare Polarität	57
Elektronische Umschaltung	57,60,61
Anklammerung	58,59
Verschiebestrom	58
Gleichstromverstärker	59
Erzeugung des Umschaltimpulses	60

zu 5.3 M a r k e n g e n e r a t o r

	Blatt
Erzeugung der Grundschwingungen	61
Verzerrung der Grundschwingungen	61
Markenmischung	62
Markenverstärkung	62

40 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

zu 5.4 S t r o m v e r s o r g u n g

	Blatt
Heizung	62
Heizung HF-Generator	62
Geregelter Heizkreis	62
Anodenspannung	63
Oberspannung	63
Hochspannung	63
Minusspannung	63
Lüfter	63

5 Funktionsbeschreibung

Das POLYSKOP Type SWOB ist ein Breitbandwobbler mit eingebautem Anzeigeoszillografen. Frequenzmodulation des Wobbelsenders und Horizontalablenkung des Oszillografen erfolgen mit derselben Wechselspannung (Netzfrequenz) und sind deshalb phasenstarr synchron. Die von der Frequenz abhängige Meßgröße (meistens die Amplitude) wird zur Steuerung der Vertikalablenkung verwendet.

Das POLYSKOP besteht im wesentlichen aus vier Baugruppen:

Senderteil
Anzeigeverstärker mit Sichtröhre
Markengenerator
Stromversorgungsteil

5.1 Senderteil

Wobbel-oszillatoren

Der Senderteil des POLYSKOP enthält fünf Frequenzbereiche:

0,5... 50 MHz
50 ...150 MHz
150 ...220 MHz
220 ...310 MHz
310 ...400 MHz

Die HF-Spannungen dieser Frequenzbereiche werden, abgesehen vom Bereich 0,5...50 MHz, in einstufigen HF-Generatoren erzeugt, Hierbei ist für jeden Frequenzbereich ein eigener Oszillator (Rö8 und Rö9) vorgesehen. Die Bereichumschaltung geschieht dadurch, daß dem jeweils eingeschalteten Oszillator Anodenspannung zugeführt, sowie seine HF-Spannung über ein Relais (RLS 1, 2, 3 und 8) auf den Ausgang des Gerätes geschaltet wird. Die Oszillatoren arbeiten in kapazitiver Dreipunktschaltung ohne zusätzliche Parallelkapazität. Die Schwingkreisinduktivität enthält einen Ferritkern, der zwischen den Polschuhen einer Magnetisierspule („Treiberspule") angeordnet ist. Mit Hilfe dieser Spule läßt sich der Ferritkern vormagnetisieren; hierdurch ändert sich seine Permeabilität und damit die Frequenz des Oszillators. Je nach Frequenzbereich lassen sich auf diese Weise Frequenzänderungen bis zu etwa 100 MHz erzielen.

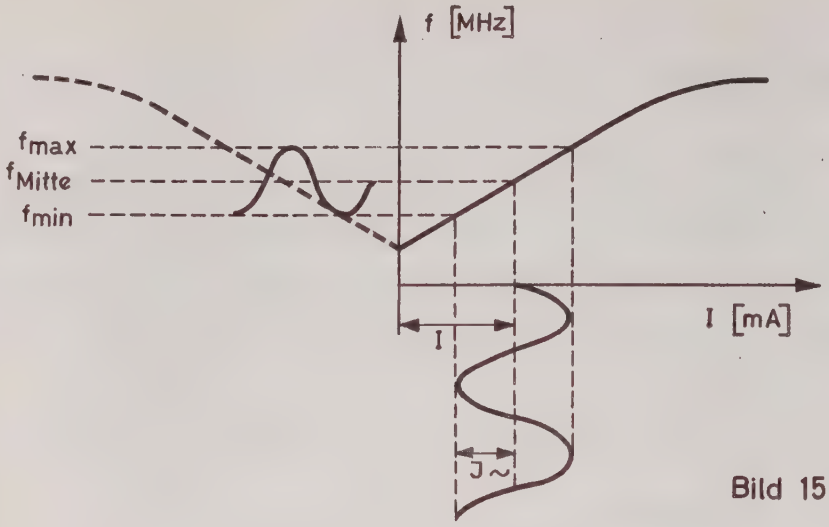


Bild 15.

Wie aus Bild 15 hervorgeht, ist der Zusammenhang zwischen Magnetisierungsstrom und Frequenz nicht linear. Während bei kleinen Strömen die Frequenzänderung ziemlich steil verläuft, verflacht sich die Kurve nach höheren Magnetisierungsströmen zunehmend. Durch Änderung des mittleren Gleichstromes kann die Mittelfrequenz beliebig innerhalb des Gesamtbereiches eingestellt werden. Wird diesem Gleichstrom ein Wechselstrom überlagert, so kommt ein Frequenzhub im Rhythmus des Wechselstromes zustande. Es leuchtet ein, daß der max. erreichbare Frequenzhub die Frequenzgrenzen, welche durch den Strom Null und den Max.Strom vorgegeben sind, nicht überschreiten kann (Bild 16), selbst wenn man versuchen wollte, bei vollem Hub die Mittelfrequenz aus ihrer Mittellage heraus nach höheren oder tieferen Frequenzen hin zu verschieben.

Mechanische Kopplung von Frequenzhub und Mittelfrequenzregler

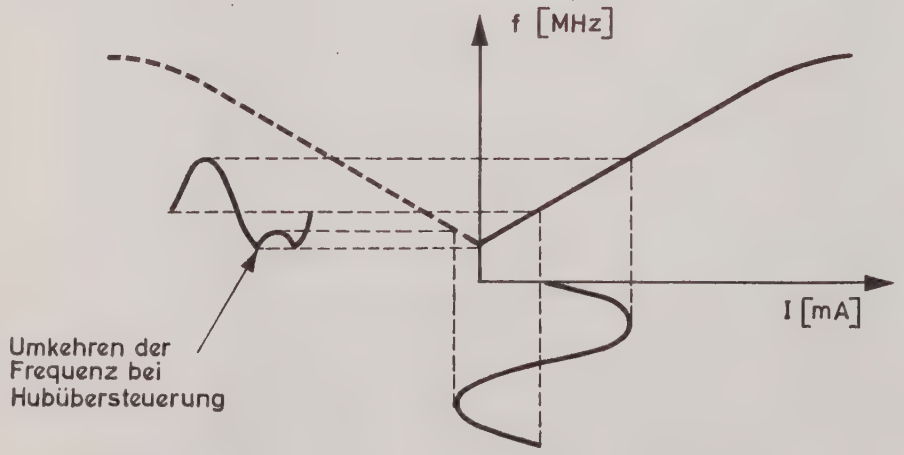


Bild 16.

Je geringer der Frequenzhub, desto weiter kann die Mittelfrequenz aus ihrer Mittellage heraus variiert werden. Bei extrem kleinem Frequenzhub wäre eine Änderung der Mittelfrequenz über den Gesamtbereich möglich. Um diesem gegebenen Zusammenhang Rechnung zu tragen, sind die beiden Regler für Mittelfrequenz und Frequenzhub in einer Weise miteinander verkoppelt, daß jeweils in Abhängigkeit von dem eingestellten Frequenzhub die Mittelfrequenz nur um den physikalisch sinnvollen Teilbereich verändert werden kann. Versucht man, den Mittelfrequenzregler über diesen eingeengten Bereich hinaus zu verändern, so dreht sich selbstständig der Regler Frequenzhub auf seinen richtigen Wert nach. Diese mechanische Verkopplung über einen einfachen Seilantrieb zwischen den durchgehenden Achsen der beiden Potentiometer verhindert damit sicher, daß die beiden Regler für Frequenzhub und Mittelfrequenz falsch eingestellt werden können.

Hub-linearisierung

Um einen weitgehend frequenzproportionalen Maßstab auf dem Bildschirm zu erhalten, wurde eine Linearisierungsschaltung eingebaut. Die Magnetisierungsspulen der einzelnen Bereiche liegen im Anodenkreis der Röhre Rö35. Die Steilheitskennlinie dieser Röhre ist durch Einschaltung einer spannungsabhängigen Gegenkopplung im Katodenkreis so verzerrt, daß bei Anlegen einer linearen Spannung am Gitter der Röhre eine weitgehend lineare Frequenzänderung erfolgt. Als nichtlineare Elemente werden 2 spannungsabhängige Widerstände (VDR) verwendet, deren Wirksamkeit durch Serienwiderstände entsprechend eingeregelt werden kann. Die sinusförmige Wobbelspannung wird an einem Widerstand gewonnen, der mit den Horizontalablenkspulen in Reihe liegt, wodurch eine strenge Zuordnung zwischen Wobbelhub und Ablenkung des Bildrohres garantiert ist. Um ein Wandern der Mittelfrequenz bei kleinen Hüben zu unterbinden, ist die Röhre Rö35 aus der stabilisierten 6,3-V-Gleichspannung geheizt.

Bereich 0,5...50 MHz

Die HF-Spannung des ersten Bereiches 0,5...50 MHz wird nicht direkt, sondern durch Mischung erzeugt. Die HF-Spannung des Wobbeloszillators Rö8 L, der im Bereich 150...220 MHz seine

Spannung direkt an den Ausgang abgibt, wird mit der Spannung eines 150-MHz-Festoszillators gemischt. Dieser Festoszillator ist (zur Unterdrückung der zweiten Harmonischen) als Gegentaktoszillator ausgebildet (Rö1). Die an der Mischdiode entstehende Differenzfrequenz beträgt

$$\begin{array}{r} 150 \ldots 220 \text{ MHz} \\ -\ 150 \quad 150 \text{ MHz} \\ \hline 0 \ldots \ 70 \text{ MHz} \end{array}$$

und gelangt über einen dreistufigen Breitbandverstärker (Rö2 bis Rö7), dessen letzte Stufe als Kettenverstärker mit vier Röhren ausgebildet ist, an den HF-Ausgang.

Ausgangsteiler

Vor dem Ausgang liegen noch zwei ohm'sche Teiler. Einer davon ist von 0 bis -60 db in Stufen von 10 db, der andere von 0 bis -10 db in Stufen von 1 db veränderbar.

U_a-Anzeige

Direkt am Ausgang ist eine Gleichrichterschaltung (G18) angeordnet. Die gleichgerichtete HF-Ausgangsspannung kann im eingebauten Sichtgerät zur Anzeige gebracht werden. (Schalter Y_1 oder Y_2 auf „U_a".)

Regelung

Da beim Wobbeln der Oszillatoren ein ziemlich starker (bis zu 30 %) Frequenzgang auftritt, wird die HF-Spannung durch eine Regelschaltung konstant gehalten. Diese Regelschaltung arbeitet folgendermaßen: Die HF-Spannung (siehe Bild 17) wird vor dem Ausgangsspannungsteiler gleichgerichtet (G12), die Gleichspannung gelangt über R53 an das Gitter 1 von Röhre Rö12 (EF 804 S), das außerdem über R85, R86 mit einer Minusspannung von 85 V verbunden ist. Die Widerstände R53, R85 und R86 bilden einen Spannungsteiler, der so eingestellt ist, daß die Röhre Rö12 gesperrt ist, wenn der Gleichrichter G12 keine Spannung abgibt. Die Anode der Röhre Rö12 ist mit dem Gitter einer Triode (Rö11, ECC 81 mit parallelen Systemen) verbunden, diese Triode liegt in der Anodenspeiseleitung des jeweils eingeschalteten Wobbeloszillators. Bei gesperrter Röhre Rö12 fällt an R83 keine Spannung ab, das Gitter von Rö11 wird stark positiv und Rö11 niederohmig. Der Wobbeloszillator erhält also eine hohe Anodenspannung und schwingt sehr kräftig, G12 gibt

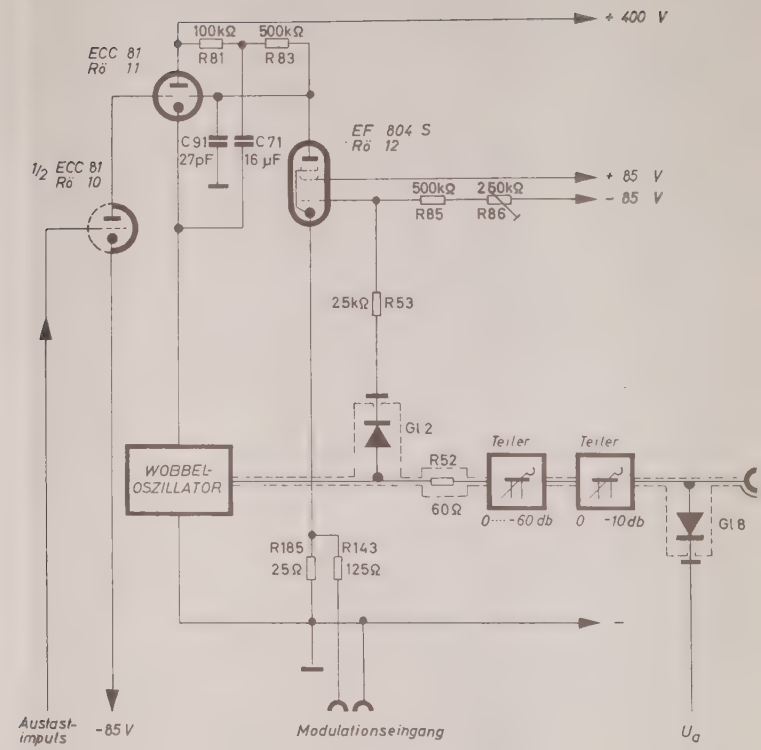


Bild 17. Regelverstärker und Austastung im POLYSKOP

R9253
564
Bl. 53

eine positive Spannung ab und Rö12 zieht Anodenstrom. Die Anodenspannung von Rö12 sinkt und damit auch die Gitterspannung von Rö11. Röhre Rö11 wird hochohmiger und die Anodenspannung des Wobbeloszillators sinkt. Anodenspannung und HF-Spannung stellen sich so ein, daß ein Gleichgewichtszustand erreicht wird. Jede Änderung der HF-Spannung (z.B. durch Frequenzgang beim Wobbeln) bewirkt über den Regelverstärker eine Änderung der Speisespannung des Wobbeloszillators, die der ursprünglichen HF-Spannungsänderung entgegenwirkt (Rückwärtsregelung). Zur Funktion des Regelverstärkers ist also eine geringe Reständerung der HF-Spannung nötig, die den Regelverstärker ansteuert. Diese Reständerung kann um so kleiner sein, je größer die Regelverstärkung ist. Die Regelverstärkung ist durch die Spannungsverstärkung von Rö12 gegeben, während Rö11 als Katodenverstärker eine Verstärkung unter 1 hat und somit nicht zur Gesamtverstärkung beiträgt.

Dynamische Regelverstärkung

Um Rö11 dynamisch (wechselstrommäßig) als Anodenverstärker zu schalten, wird das kalte Ende des Anodenwiderstandes von Rö12 (R83) über C71 (16 µF) auf die Katode von Rö11 bezogen, („mitlaufende Speisespannung") die nunmehr als Anodenverstärker mit etwa 10-facher Verstärkung arbeitet. Voraussetzung für die einwandfreie Funktion dieser Schaltung ist, daß der Innenwiderstand von Rö12 sehr hoch ist, damit der Anodenstrom durch R83 nicht von der Anodenspannung von Rö12 abhängt. Diese Bedingung ist mit R_i ca. 2 MΩ einigermaßen erfüllt. Der Regelverstärker regelt also langsame Änderungen der HF-Spannung, wie sie beispielsweise beim Umschalten der einzelnen Frequenzbereiche auftreten, mit einer kleineren Genauigkeit aus, als schnelle Schwankungen, die beim Wobbeln auftreten, und die mit sehr hoher Genauigkeit ausgeregelt werden.

EMK-Anzeige

Zur Kontrolle des Regelverstärkers kann die von Gleichrichter G12 abgegebene Spannung in der Stellung „EMK" des Y_2-Schalters zur Anzeige gebracht werden.

ROHDE & SCHWARZ MÜNCHEN

Generatorinnenwiderstand

Der Regelverstärker regelt nicht nur HF-Spannungsänderungen aus, die durch Frequenzgang, Netzspannungsänderung, Bereichsumschaltung usw. entstehen („innere Ursachen"), sondern auch solche, die durch Laständerung auftreten. Das heißt, daß der Innenwiderstand durch die Regelung sehr gering (nahe Null) wird. Um aber vom Verbraucher einen dem Wellenwiderstand entsprechenden Quellwiderstand von 60 Ω zu bekommen, ist hinter G12 ein 60-Ω-Widerstand in die Ausgangsleitung eingeschaltet (R52).

Frequenzablauf

Frequenzablauf, Horizontalablenkung und Austastung erfolgen synchron und in gleicher Phase, und zwar so, daß einem Ansteigen der Frequenz des Wobbeloszillators eine Ablenkung des Strahles auf dem Bildschirm nach rechts entspricht. Jeder Momentanfrequenz entspricht also eine bestimmte Lage des Bildpunktes in horizontaler Richtung. Während des Rücklaufes der Frequenz und des Strahles wird der Oszillator ausgetastet, um im Oszillogramm eine Nullinie zu erhalten. Die Austastung muß also im Punkt maximaler Frequenz einsetzen, der Strahl ist dann am weitesten rechts auf dem Bildschirm. Die Wiedereinschaltung des Wobbeloszillators erfolgt im Punkt tiefster Frequenz des Strahles. Zur Austastung wird also eine Rechteckwellenspannung benötigt, deren Flanken mit dem Maximal- bzw. Minimalwert der Sinusspannung zusammenfällt.

Horizontalablenkung

Austastung

Erzeugung der Austastspannung

Die Austastspannung wird im POLYSKOP durch Begrenzung einer vom Transformator Tr2 gelieferten Sinusspannung gewonnen. Weil bei der Begrenzung die Flanken der Rechteckspannung den Nulldurchgängen der Sinusspannung entsprechen, muß diese Sinusspannung vor der Begrenzung um 90° gedreht werden, um die gewünschte Phasenlage zu erreichen. Die 90°-Phasendrehung wird mit dem Phasenschieber R73, R74, C69 erreicht, mit R73 ist die Phasendrehung einstellbar. Rechteckförmig begrenzt wird die Sinusspannung im linken System von Rö10, deren Katode auf -85 V liegt und deren Anode mit dem Gitter der Regelröhre Rö11 verbunden ist. Während des Hinlaufes ist Rö10 L gesperrt, Rö11 kann normal arbeiten. Während des Rücklaufes ist Rö10 L geöffnet und zieht Anodenstrom, die Anodenrestspannung ist infolge des hohen Außenwider-

standes (R83 = 500 kΩ) klein (ca. 30...40 V), und da die Katode von Rö10 L auf -85 V liegt, hat die Anode von Rö10 L und damit das Gitter von Rö11 etwa 40...50 V Minusspannung gegen Masse. Rö11 ist also völlig gesperrt und der Wobbeloszillator schwingt nicht mehr.

Amplitudenmodulation des HF-Sign.

Für spezielle Meßaufgaben ist es unter Umständen zweckmäßig, das HF-Signal amplitudenmodulieren zu können. Für diesen Zweck ist ein Modulationseingang vorgesehen; die Modulation erfolgt über den Regelverstärker, durch dessen gegenkoppelnde Wirkung eine sehr verzerrungsarme Modulation bis zu etwa 30 % möglich ist.

5.2 Anzeigeteil

Der Anzeigeteil hat die Aufgabe, eine von der Frequenz des Wobblers abhängige Meßgröße des Meßobjektes zur Anzeige zu bringen. Jede dieser Meßgrößen muß zum Zwecke dieser Anzeige in eine ihr proportionale Gleichspannung verwandelt werden. Hierzu sind bei der Anzeige der Gruppenlaufzeit, des Reflexionsfaktors usw. Zusatzgeräte nötig, die Anzeige der Amplitude erfordert dagegen nur eine einfache Gleichrichtung.

HF-Eingang

Hierzu dient der eingebaute HF-Meßkopf. Das HF-Signal, das das Meßobjekt durchlaufen hat, wird diesem Meßkopf zugeführt und kann in der Stellung „HF" des Umschalters vom Kanal Y_1 zur Anzeige gebracht werden. Für Signale, die bereits im Meßobjekt gleichgerichtet werden, z.B. im Demodulator eines Empfängers oder aber in einem Tastkopf, sind gesonderte NF-Eingänge vorgesehen. Da das bereits im Meßobjekt demodulierte Signal je nach Polung des eingebauten Demodulators positive oder negative Polarität haben kann, ist die Polarität für die beiden NF-Eingänge wählbar, um in jedem Falle ein aufrecht stehendes Bild einstellen zu können. Um die Möglichkeit zu haben, zwei Vorgänge gleichzeitig zu beobachten, ist der Y-Verstärker als Zweikanalverstärker mit elektronischer Umschaltung ausgebildet.

NF-Eingänge

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Y-Verstärker

Der Y-Verstärker muß im Vergleich zu einem normalen Oszillografenverstärker einige besondere Eigenschaften haben. Bei der Übertragung eines linearen Frequenzganges ist die Meßspannung während des Hinlaufes konstant, während des Rücklaufes Null. Hin- und Rücklauf dauern dann je 10 ms. Der Y-Verstärker muß also ein 50-Hz-Rechteckwellensignal übertragen, ohne daß eine erkennbare Dachschräge auftritt. Die Grenzfrequenz muß daher extrem niedrig liegen (ca. 0,2 Hz), die Koppelzeitkonstanten liegen bei 1 sec. und höher. Zur Erzeugung der Gittervorspannung der ersten Röhre wird eine Neumannzelle als Katodenwiderstand verwendet, die einer Kapazität von 40 000 µF entspricht. Die Schirmgitterspannung wird durch einen verhältnismäßig niederohmigen Spannungsteiler erzeugt, der nicht kapazitiv überbrückt ist.

Wählbare Polarität

Die nächste Stufe (Rö21, Rö15 = ECC 81) arbeitet in Paraphasenschaltung und erzeugt zwei gegenphasige Signale, die über Relais (RLS 6 bzw. 7) wahlweise eingeschaltet werden können. Die folgende Stufe ist wieder eine Doppeltriode mit gemeinsamen Katodenwiderstand. Im linken System wird das Signal verstärkt, das rechte dient als Katodenverstärker für einen Schaltimpuls bei Zweistrahlbetrieb. Bis einschließlich zu dieser Stufe sind die beiden Kanäle Y_1 und Y_2 völlig gleich aufgebaut. Die elektronische Umschaltung bei Zweistrahlbetrieb erfolgt in Rö22/Rö16. Die Anoden der linken Systeme dieser Röhren sind verbunden und haben einen gemeinsamen Arbeitswiderstand, während die Gitter der rechten Systeme mit von einem bistabilen Multivibrator gelieferten (Rö23) Umschaltimpuls gesteuert werden. Bei Oszillografen ist der Y-Verstärker normalerweise als Wechselspannungsverstärker ausgebildet, was zur Darstellung symmetrischer Wechselspannungen völlig ausreichend ist. Bei einem Wobbeloszillografen liegen die Verhältnisse dagegen anders. Von Ausnahmen abgesehen (Diskriminatorkennlinie), baut sich das Oszillogramm nach einer Seite von der Nullinie auf, d.h. das Signal enthält eine Gleichspannungskomponente. Wird diese nicht übertragen, so hat die Nullinie auf dem Bildschirm eine Lage, die vom Inhalt des Oszillogrammes abhängt. Ändert sich

Elektron. Umschaltung

also z.B. während eines Abgleichvorganges die Höhe oder (und) Breite einer dargestellten Durchlaßkurve, so hat dies zur Folge, daß die Nullinie sich vertikal verschiebt, was zur Auswertung des Oszillogrammes nach einem Transparentschema sehr störend ist.

Anklammerung

Zur Vermeidung dieses Nachteiles wird im POLYSKOP eine symmetrische, frequenzablaufsynchron getastete Nullinienanklammerung angewendet, die während des Rücklaufes das der Nullinie entsprechende Potential sehr genau auf einem bestimmten Pegel hält. Als Klammerdiode dient Rö17 (EAA 91). Nach dieser Klammerschaltung darf das Signal keine C-Kopplung mehr durchlaufen, die beiden letzten Stufen sind daher als Gleichstromverstärker ausgebildet (Rö18 R/Rö19). Im Anodenkreis von Rö19 (EL 84) liegen die Vertikalablenkspulen L 32.

Verschiebestrom

Da der Anodenstrom einer Röhre nur in einer Richtung fließt, kann man mit ihm den Elektronenstrahl von der Bildschirmmitte aus nur in einer Richtung ablenken. Um den ganzen Bildschirm ausschreiben zu können, wird über R 164 und L 42 ein dem Anodenstrom der Endröhre entgegengesetzter Strom („Verschiebestrom") durch die Ablenkspulen geleitet, der beim Anodenstrom Null der Endröhre den Strahl bis etwas über den unteren Rand der Bildröhre ablenkt. Auf diese Weise kann mit dem Anodenstrom von Rö19 der Strahl über die ganze Bildschirmhöhe abgelenkt werden. Der „Verschiebestrom" über R164 wird von der Oberspannung des elektronisch stabilisierten Netzgerätes (ca. 400 V) geliefert. Diese Oberspannung ist natürlich netzspannungsabhängig und damit auch der Verschiebestrom. Das Oszillogramm würde sich also bei Netzspannungsschwankungen in vertikaler Richtung verschieben. Um diesen unerwünschten Effekt zu beseitigen, wird von der Oberspannung über R188 ein kleiner zusätzlicher Strom in den Anodenkreis von Rö18 eingespeist. Er bewirkt bei einer Änderung der Oberspannung eine Verschiebung des Arbeitspunktes und damit des Anodenstromes von Rö19, der die Veränderung des Verschiebestromes gerade aufhebt.

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Anklammerung und elektronische Umschaltung.

Anklammerung

Wie schon erwähnt, dient die Klammerschaltung zur Festhaltung des Nullinienpegels; sie erfolgt synchron mit dem Frequenzablauf und wird durch den Austastimpuls gesteuert. Dieser Impuls wird vom Gitter der Austaströhre (Rö10 L) abgenommen und dem Gitter von Rö25 R zugeführt, deren Katode wie die von Rö10 L auf -85 V liegt. Die Anode von Rö25 R ist mit dem Gitter von Rö25 L verbunden, deren Außenwiderstand je zur Hälfte in Anoden- und Katodenleitung liegt. Der Austastimpuls öffnet Rö25 R. Wegen des hohen Außenwiderstandes ist die Anodenrestspannung klein (etwa 30 V) und da die Katode auf -85 V liegt, etwa -50 V gegen Masse. Das Gitter von Rö25 L wird ebenfalls 50 V negativ gegen Masse. Rö25 L wird also gesperrt, die Katode wird negativer, die Anode positiver. Bei fehlendem Austastimpuls (während des Hinlaufes) ist Rö25 R gesperrt. Das Gitter von Rö25 L liegt über Anodenwiderstand R194 an Anodenspannung. Rö25 L ist geöffnet. An Rö25 L stehen also zwei gegenphasige Rechteckwellenspannungen zur Verfügung, die mit der Austastspannung in Phase sind. Diese Rechteckwellenspannungen werden über C83 und C84 auf die Reihenschaltung der Dioden in Rö17 gegeben. Die Dioden richten die Klammerimpulse gleich, die Gleichspannung steht am Potentiometer R168, der aber noch die Impulsspannung überlagert ist. Die Phasenlage ist so gewählt, daß immer während der Austastung die Dioden leitend werden. Da der Durchlaßwiderstand sehr gering ist, haben alle Elektroden der Duodiode dann praktisch gleiche Spannung, nämlich die, die vom Potentiometer R167 dem Schleifer vom Potentiometer R168 zugeführt wird. Unsymmetrien der Dioden können mit R168 ausgeglichen werden. Die Mittelverbindung der beiden Dioden liegt

Gleichstromverstärker

am Gitter des Gleichstromverstärkers Rö18 L, dem außerdem über R144 und C82 das Signal von Rö16/Rö22 zugeführt wird. Während des Klammervorganges ist dieses Gitter also über die leitenden Dioden niederohmig mit der von R167 abgegebenen Spannung verbunden, das Gitter hat also während des Rücklaufes ein bestimmtes, festes Potential und damit hat die Nullinie eine feste Lage auf dem Bildschirm. Während des Hinlaufes sind die Dioden gesperrt, die Mittelverbindung der Dioden hat mit den anderen Elektroden keine leitende Verbindung mehr, so daß das Gitter von Rö18

ungehindert vom Signal ausgesteuert werden kann. Da kein Gitterableitwiderstand vorhanden ist, genügen zur Übertragung des Signals trotz der extrem niedrigen Grenzfrequenz 1000 pF. Ein Gitterableitwiderstand ist hier nicht erforderlich, da ein Weglaufen der Gitterspannung infolge der Klammerschaltung nicht möglich ist.

Elektron. Umschaltung

Bei Zweistrahlbetrieb werden die beiden vom Verstärker gelieferten Signale abwechselnd eingeschaltet, so daß jedes Signal nur bei jedem zweiten Durchlauf zur Anzeige kommt. Am Bild macht sich dies durch eine geringere Helligkeit und Flimmern bemerkbar. Die Umschaltung von einem Kanal auf den anderen erfolgt immer am Ende des Hinlaufes, die Klammerschaltung hat dann genügend Zeit (10 ms), um den Koppelkondensator C82 auf den dem anderen Signal entsprechenden Nullinienpegel umzuladen. Der Umschaltimpuls hat eine Folgefrequenz von 25 Hz.

Erzeugung des Umschaltimpulses

Er wird folgendermaßen erzeugt: Von der Katode Rö25 L wird der Klammerimpuls über C94 der Röhre Rö24 R zugeführt und in Rö24 begrenzt und verstärkt. Mit dem RC-Glied C99/R207 wird der Rechteckimpuls differenziert und Rö24 L zugeführt. Dem Gitter dieser Röhre wird über den Spannungsteiler R207/R206 eine so hohe Minusspannung zugeführt, daß sie normalerweise gesperrt ist. Nur die positive Spitze des differenzierten Rechtecksignals reicht in den Aussteuerbereich der Röhre und ruft an deren Anodenwiderstand R208 negative Nadelimpulse hervor. Da die Anodenspannung des bistabilen Multivibrators Rö23 von der Anode von Rö24 L abgenommen wird, wird dieser durch den Nadelimpuls getriggert. Der bistabile Multivibrator („Flip-Flop-Schaltung") hat zwei stabile Ruhelagen, d.h. es ist immer ein System geöffnet, während das andere gesperrt ist. Bei jedem Trigger kippt das System in die andere Gleichgewichtslage um. Die Schaltung ist so dimensioniert, daß der Punkt R165/R199 entweder etwa -15 V oder aber ca. +50 V gegen Masse hat. An Punkt R204/R205 stehen gleiche Spannungen, jedoch in G e g e n p h a s e. Mit diesen Spannungen werden die Röhren Rö16 R bzw. Rö22 R gesteuert. Liegt z.B. an Rö22 R die -15-V-Spannung an, so ist dieses System gesperrt und System Rö22 L kann als normaler NF-Verstär-

Elektron. Umschaltung

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

ker arbeiten; liegen jedoch die +50 V an, so zieht Rö22 R starken Anodenstrom und das Katodenpotential stellt sich auf etwa +55 V ein. Die Katoden von Rö22 R und Rö22 L sind verbunden, deshalb hat jetzt Rö22 L eine Gitterspannung von ca. -50 V (Gitterspannung gegen Masse etwa +8 V) und ist damit auch für große Signalamplituden gesperrt. Das gleiche gilt sinngemäß auch für Rö16. Die NF-Signale werden also immer abwechselnd auf den gemeinsamen Anodenwiderstand R138 gegeben. Ist einer der beiden Kanäle abgeschaltet, ist eine elektronische Umschaltung überflüssig. Es wird dann eine Katode von Rö23 abgeschaltet, das betreffende System ist dann gesperrt und der bistabile Multivibrator spricht nicht mehr auf die Trigger an, der nichtbenutzte NF-Kanal bleibt dauernd gesperrt. Die Katoden von Rö23 und Rö24 sind paarweise verbunden, so daß bei Abschaltung einer Katode von Rö23 auch immer eine Katode von Rö24 abgeschaltet ist. Damit wird erreicht, daß der Trigger selbst, der sich bei Einkanalbetrieb störend bemerkbar macht, auch mit abgeschaltet ist.

Elektron. Umschaltung

5.3 Markengenerator

Der Markengenerator dient zur frequenzmäßigen Orientierung bei Auswertung des Oszillogrammes. Es können 1-, 10- und 50-MHz-Marken geschrieben werden.

Rö26 L ist als Quarzoszillator in kapazitiver Dreipunktschaltung geschaltet und erzeugt die 1-MHz- und 10-MHz-Grundschwingung. Die Quarze sind durch Relais RLS 4 umschaltbar. Die Quarzschwingung wird in Rö26 R verstärkt, ihr Anodenkreis wird mit RLS 4 auf einen 1-MHz- bzw. 10-MHz-Kreis umgeschaltet. Der 10-MHz-Kreis enthält keinen besonderen Kondensator, die Abstimmung erfolgt mit den Röhren- und Schaltkapazitäten.

Erzeugung der Grundschwingungen

Zur Erzeugung der 50-MHz-Grundschwingung wird Rö26 R als kapazitiver Dreipunktoszillator mit RLS 5 umgeschaltet. (C113-L36-C114). Die 10-MHz-Kreisspule L35 wird dann als Anodendrossel, während Rö26 L nicht in Betrieb ist, verwendet. Die Grundschwin-

Verzerrung der Grundschwingungen

gung wird Rö27 zugeführt, die als Verzerrer arbeitet. Die Diode (Gl10) parallel zur Impulsdrossel dient zur Unterstützung der Oberwellenbildung. In Rö28 wird das Signal nochmals verzerrt. Das Oberwellenspektrum reicht nun bis 400 MHz hinauf und wird der Mischdiode (Gl12) zugeführt. Hier wird es mit einem kleinen Teil der Senderausgangsspannung, der über R51 angekoppelt wird, gemischt. Bei jedem Durchgang der Senderfrequenz durch eine Oberwellenfrequenz des Spektrums entsteht eine Schwebung. Diese Schwebungsfrequenz wird in Röhre Rö29 zweistufig verstärkt und durch die RC-Glieder C133-R248, C134-R247 sowie C132-R251 zur Erzielung einer günstigen Markenform beeinflußt, in Rö18 R nochmals verstärkt und über C85 in den NF-Kanal eingekoppelt.

Marken-mischung

Marken-verstärkung

5.4 Stromversorgung

Die Heizung der Röhren erfolgt (ausgenommen Rö8, Rö9 und Rö35) mit unstabilisierter Wechselspannung von 6,3 V. Es werden drei Heizstromkreise verwendet. Die Heizung der Senderseite liegt einpolig am Chassis, die Heizleitungen sind nur einpolig geführt (Wicklung 5-6). Die Heizleitungen auf der NF-Seite sind zweipolig geführt, der Heizstromkreis liegt an e i n e m Punkt einpolig an Masse (Wicklung 3-4). Die Katoden der Röhren 11, 30, 31 haben hohe Gleichspannung gegen Masse. Diese Röhren werden aus einer besonderen Wicklung (1-2) geheizt, die nicht auf ein bestimmtes Potential gelegt ist. Durch Isolationsströme K/f in den Röhren stellt sich das Potential automatisch auf f/K-Spannung ein.

Heizung

Die HF-Generatorröhren Rö8, Rö9 und Rö35 werden aus Gründen der Lebensdauer und Stabilität mit einer elektronisch stabilisierten Gleichspannung geheizt. Aus der Heizwicklung (15-16) des Transformators Tr1 wird in dem Graetz-Gleichrichter Gl13 eine Gleichspannung von ca. 12 V gewonnen und einem Transistorregelgerät T1, T2 und T3 zugeführt. Die zur Stabilisierung erforderliche Vergleichsspannung wird an einer Zener-Diode (Gl14) gebildet. An dem Potentiometer R258 kann die Einstellung der geregelten Heizspannung auf 6,3 V erfolgen.

Heizung HF-Generator

Geregelter Heizkreis

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Anodenspannung

Die Anodenspannung der Röhren der Senderseite und des Markengenerators (ca. 205 V) ist unstabilisiert und wird von G15-C61-L30-C62 geliefert. Eine Stabilisation ist hier überflüssig, da durch die Regelschaltung die HF-Ausgangsspannung ohnehin konstant gehalten wird.

Die Anodenspannung des Anzeigeteiles (250 V) ist elektronisch stabilisiert (Rö30, Rö31, Rö32 und Rö33). Das Regelgerät arbeitet nur in Rückwärtsregelung, es braucht also nur die Ausgangsspannung von 250 V eingestellt zu werden.

Oberspannung

Die Oberspannung (ca. 400 V) zur Speisung des Regelgerätes wird von G14 geliefert. Die Minuspole von Lade- und Siebkondensator liegen nicht auf Masse, sondern an den entsprechenden Pluspolen von Lade- und Siebkondensator der Gleichrichterschaltung für 205 V. Auf diese Weise können trotz der Spannung von 400 V normale Elektrolytkondensatoren mit 250 V Betriebsspannung verwendet werden.

Hochspannung

Die Hochspannung für die Bildröhre (ca. 4 kV) wird durch Spannungsverdopplung aus einer 1,7-kV-Wechselspannung mit zwei Stabgleichrichtern gewonnen, denen ein Schutzwiderstand von 50 kΩ vorgeschaltet ist. Die Siebung erfolgt mit C57-C58, die Widerstände R65-R66 dienen zum Entladen der Hochspannungskondensatoren nach Abschalten des Gerätes.

Minusspannung

Die an einigen Stellen des Gerätes benötigte negative Spannung (-85 V) wird von der Anordnung G16-C67-R72-C68 geliefert und von Rö34 (85 A 2) konstant gehalten.

Lüfter

An der Rückseite des Gerätes ist ein Lüfter eingebaut, der es auch im Dauerbetrieb vor unzulässiger Erwärmung schützt.

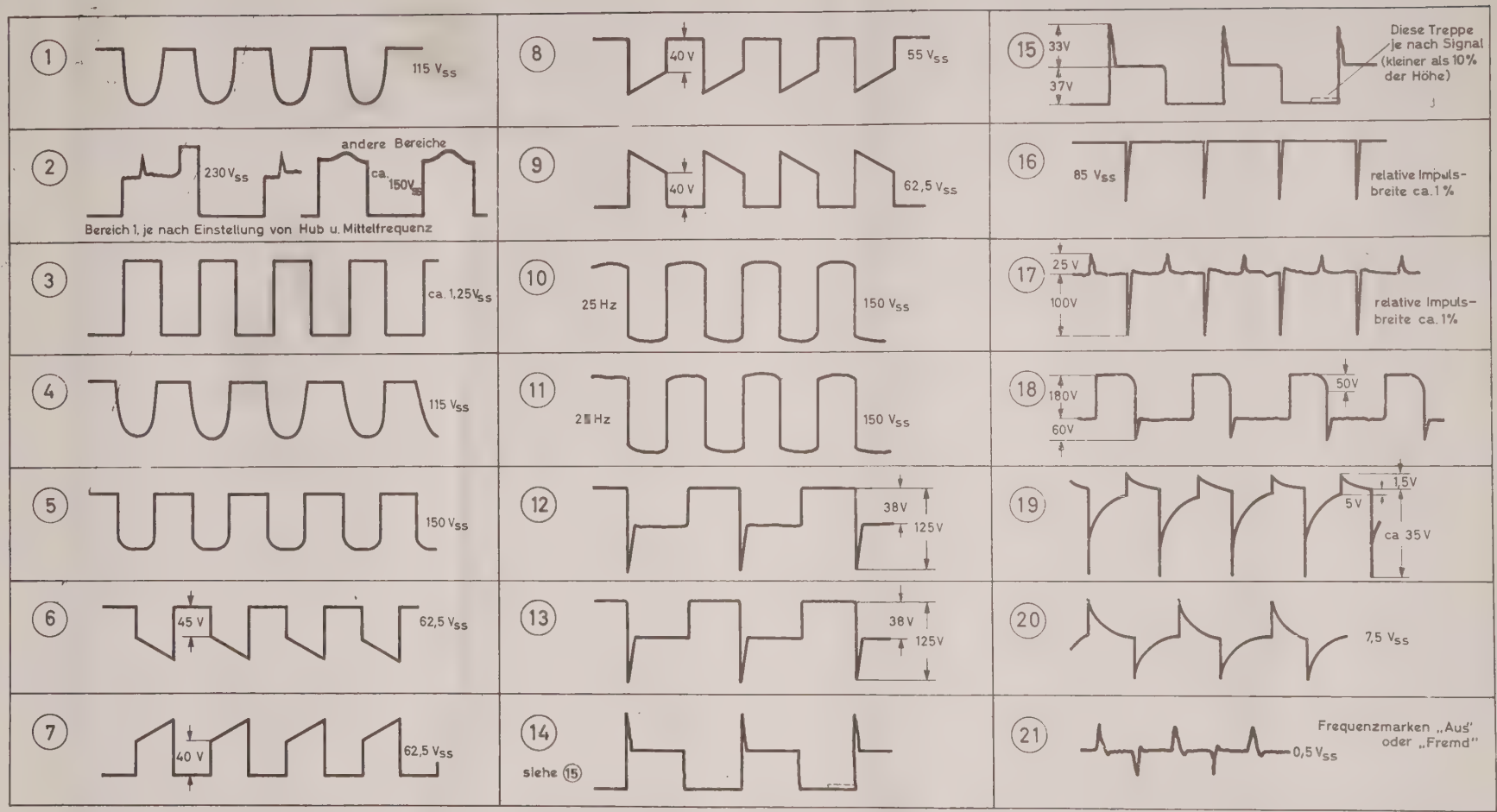


Bild 18. Impulsbilder

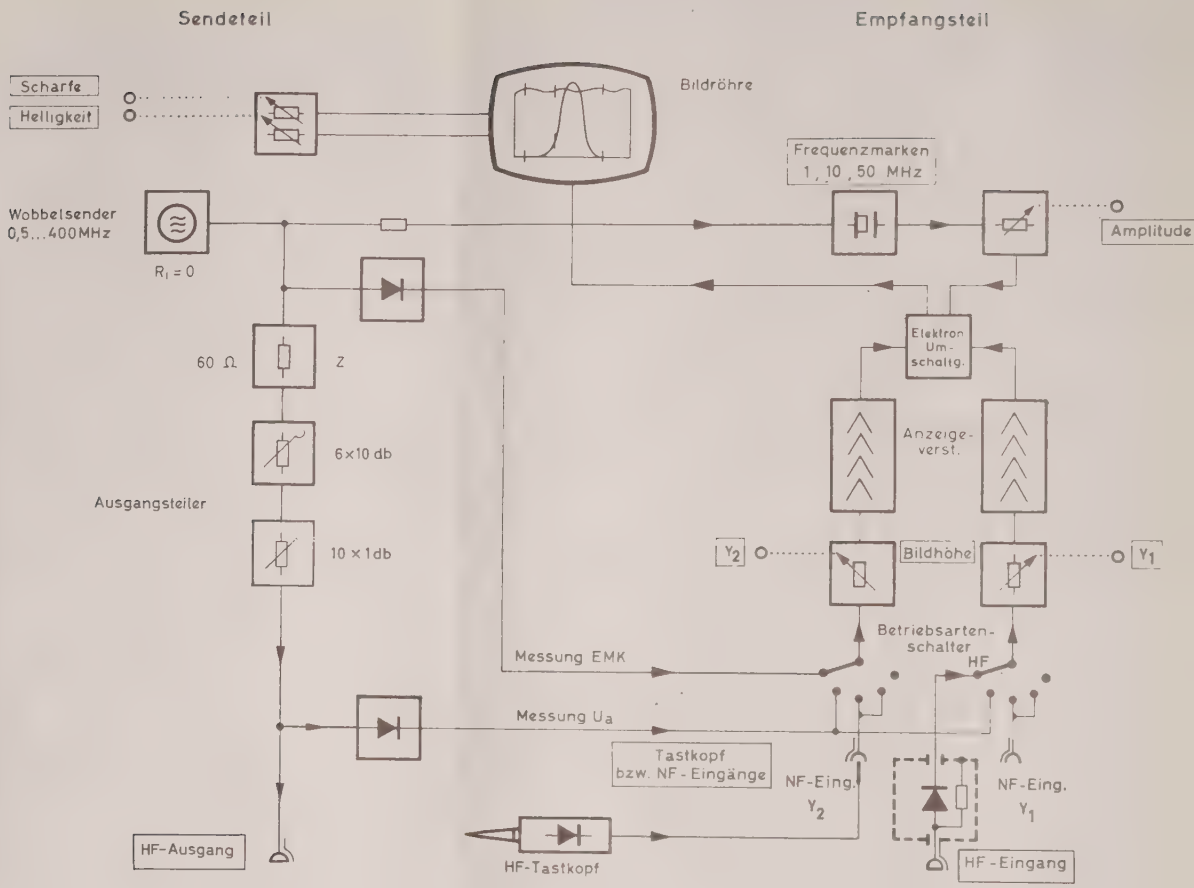


Bild 19. Blockschaltbild

6 Datenblatt zum POLYSKOP mit Bestellbezeichnungen für Zubehör

6.1 Eigenschaften des Senderteiles

Senderteil	gewobbelter HF-Generator
Frequenzbereich	0,5...400 MHz
fünffach unterteilt	0,5...50...150...220...310...400 MHz
Überlappung der Teilbereiche	> 10 MHz (zwischen Bereich 1 und 2 > 5 MHz)
Wobbelung	
Frequenzhub	±0,2...max.±50 MHz um die Mittelfrequenz, jedoch nicht über die Grenzen der Teilbereiche hinaus; stetig veränderbar
Mittelfrequenz	innerhalb der Teilbereiche beliebig einstellbar
Frequenzablauf	ansteigend (Wobbelfrequenz-Netzfrequenz), Rücklauf ausgetastet
Amplitudenmodulation	zusätzlich zur Wobbelung möglich
Frequenzbereich	50 Hz...20 kHz
Modulationsgrad	max. 30 %
Spannungsbedarf	ca. 70 mV/% Modulationsgrad
Eingangswiderstand	150 Ω
Eingang	rückseitig; Telefonbuchsen 4 mm ∅ einpolig an Masse
Ausgangsspannung	0,5 V_{eff} bei Abschluß mit Z (bei Z = 50 Ω 0,4 V_{eff}). Eingebaute Eichteiler für 10-db-Stufen bis 60 db und 1-db-Stufen bis 10 db.
Frequenzgang der Ausgangsspannung innerhalb der Teilfrequenzbereichgrenzen	<0,05 % je MHz Hub bei Abschluß mit Z und Teiler-Stellung 0 db
Frequenzgang der EMK innerhalb der Teilfrequenzbereichgrenzen	< 0,05 % je MHz Hub
Klirrfaktor	< 5 %
Quellwiderstand Z	50 Ω bei BN 4244/50 60 Ω bei BN 4244/60 75 Ω bei BN 4244/75
Ausgang	Kurzhubstecker Dezifix B

6.2 Eigenschaften des Empfangsteiles

Empfangsteil	zwei gleichartige unabhängige Kanäle, mit halber Wobbelfrequenz umgetastet; Verstärkungen stetig regelbar
Eingänge	1) koaxialer HF-Eingang mit eingebautem Abschlußwiderstand und Gleichrichter 2) zwei HF-Tastköpfe mit eingebautem Gleichrichter 3) zwei NF-Eingänge
HF-Eingang	Z = 50, 60 oder 75 Ω je nach BN; Meßdiode gleichspannungsfrei angeschlossen
Frequenzbereich	0,5...400 MHz (verwendbar bis 1000 MHz)
Empfindlichkeit	≦ 50 mV für volle Bildhöhe
Reflexion	< 3 % (bis 400 MHz)
Belastbarkeit	max. 1 Watt (Summe aus HF- und Gleichstrombelastung)
Anschluß	Kurzhubstecker Dezifix B
HF-Tastkopf-Eingänge	
Frequenzbereich	0,5...400 MHz
Empfindlichkeit	≦ 30 mV für volle Bildhöhe
Belastbarkeit	max. 10 V
Eingangswiderstand bei 300 MHz	20 kΩ parallel 3 pF; gleichspannungssicher bis 500 V =
Anschluß	über NF-Eingangsbuchsen
Tastkopf ohne Farbkennzeichnung	neg. Ausgangsspannung, Gleichrichterschaltung geerdet
Tastkopf mit roter Farbkennzeichnung	pos. Ausgangsspannung, Gleichrichterschaltung erdfrei
NF-Eingänge	für Meßobjekte mit eigenem Gleichrichter
Frequenzbereich	0,5 Hz...7 kHz (gleichzeitig Frequenzbereich der NF-Verstärkung für HF-Eingang und Meßköpfe)
Empfindlichkeit	≦ 2 mV für volle Bildhöhe
Polarität	wahlweise positiv oder negativ
Eingangswiderstand	500 kΩ, gleichspannungssicher bis 500 V =
Anschlüsse	koaxiale 13-mm-Buchsen

6.3 Eigenschaften des Anzeigeteiles

Anzeigeeinrichtung	Katodenstrahloszillograf für gleichzeitige Darstellung zweier Meßgrößen (durch Umtastung des Empfangsteiles)
Bildformat	280 x 210 mm (36-cm-Fernsehbildröhre mit magnetischer Ablenkung)
Meßgrößen (je Kanal getrennt umschaltbar)	Spannung am Ausgang des Senderteiles, Spannungen am Meßobjekt (HF-Eingang, HF-Tastköpfe, NF-Eingänge) EMK des Senderteiles (Funktionskontrolle)
Frequenzachse	horizontal
volle Bildbreite	gleich dem am Senderteil eingestellten Hub
Eichung	durch eingeblendete Frequenzmarken
Frequenzmarken	eigen und / oder fremd; Amplitude stetig veränderbar; Erzeugung unter Umgehung des Meßobjektes
eigen	quarzgesteuert; wahlweise alle 1 MHz und 10 MHz; 50 MHz zur Orientierung freischwingend
fremd	Frequenz eines außen angeschlossenen Generators; Spannungsbedarf ca. 1 V_{eff}; Eingang Kurzhubstecker Dezifix B (rückseitig) $R_e \approx 60\ \Omega$, verwendbar für Generatoren mit Innenwiderstand 50, 60 oder 75 Ω.
Spannungsachse	vertikal; Nullinie verschiebbar
Spannungscharakteristik	annähernd quadratisch (HF-Eingänge) bzw. abhängig von der Gleichrichtung im Meßobjekt (NF-Eingänge)
Spannungsmaßstab	linear geteilte, auswechselbare Plexiglasscheibe mit regelbarer Flutlichtbeleuchtung
Eichung	durch Herabsetzen der Senderspannung mit Hilfe der eingebauten Eichteiler
Dämpfungsmeßbereich	45 db für Dämpfung, 60 db für Verstärkung, durch Vorschalt-Dämpfungsglieder vergrößerbar
Fehlergrenzen der Dämpfungsmessung	±0,1 db

0 x 100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Auflösungsvermögen für Dämpfungs-
änderungen des Meßobjektes . . . . . 20 kHz im gesamten Frequenzbereich
(10 % ⇄ 100 %)

6.4 Gemeinsame Daten

Netzanschluß . . . . . 115/125/220/235 V $^{+10}_{-10}$ %

47...63 Hz (200 VA)

Bestückung . . . . . 2 Röhren E 88 CC
8 Röhren E 180 F
1 Röhre EAA 91
13 Röhren ECC 81
2 Röhren EF 86
2 Röhren EF 804 S
1 Röhre EL 84
2 Röhren EL 86
1 Röhre EL 95
1 Röhre MW 36 - 44 (oder 14 M 10 P 4)
2 Stabilisatoren 85 A 2
2 Transistoren OC 604 spez.
1 Transistor AD 130 V
2 Skalenlampen RL 165 S
1 Skalenlampe RL 215
1 Schmelzeinsatz 1 C DIN 41571
für 220/235 V

Abmessungen (B x H x T) . . . . . 540 x 370 x 575 mm (Stahlblech-
kasten mit abnehmbarem Deckel)

Gewicht . . . . . ca. 55 kg
(einschließlich Zubehör)

6.5. Mitgeliefertes Zubehör (im Preis eingeschlossen)

1 Netzkabel . . . . . LK 333

1 HF-Tastkopf . . . . . BN 42443 (geerdet)

1 HF-Tastkopf . . . . . BN 42444 (erdfrei, rot gekennzeichnet)

2 Ersatzspitzen (für die Tastköpfe)

1 Koaxialkabel mit 2 Kurzhubsteckern Dezifix B

50 Ω . . . . . E 4244/50-48

60 Ω . . . . . E 4244/60-48

75 Ω . . . . . E 4244/75-48

6.6. Empfohlene Ergänzungen (gesondert zu bestellen)

Dezifix-Präzisions-Vorlaufkabel (Kasteneinbau)

50 Ω (Länge ca. 50 m) . . . . . BN 356815/50

60 Ω (Länge ca. 50 m) . . . . . BN 356815/60

75 Ω (Länge ca. 50 m) . . . . . BN 356815/75

Koaxiale 13-mm-Stecker, Kurzhubstecker Dezifix B, Übergänge von Dezifix B auf Buchsen und Stecker fremder Fabrikate, 13-mm-Steckerkabel, Dezifix-Kabel, feste Dämpfungsglieder, Anpassungsglieder für verschiedene Wellenwiderstände, Symmetrieübertrager.

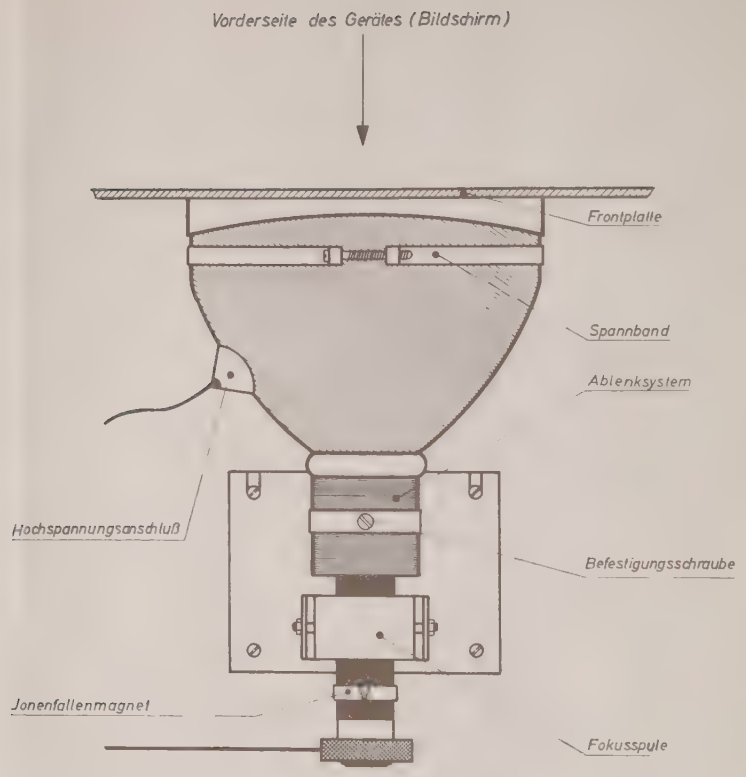


Bild 21. Lage der Bildröhre im POLYSKOP

7 Wartung des POLYSKOP

7.01 Bildröhre

Als Anzeigeröhre wird im POLYSKOP eine normale Fernsehbildröhre verwendet. Während des Betriebes ist der Gerätestahlkasten und die an der Frontplatte befestigte 5 mm starke Plexiglasschutzscheibe ein weitgehender Schutz bei eventueller Beschädigung der Bildröhre.

Auf dem Glaskolben der Fernsehbildröhre lastet ein Druck von mehreren Tonnen. Bei einer Beschädigung des Glaskolbens durch Stoß, Schlag oder Kratzer kann es zu einer Implosion kommen, durch welche in der Nähe befindliche Personen erhebliche Verletzungen erleiden können. Es muß daher eindringlich davor gewarnt werden, das POLYSKOP o h n e Gerätestahlkasten oder mit e n t f e r n t e r Plexiglasscheibe zu betreiben oder irgendwo aufzustellen. Wird zum Reinigen der Plexiglasscheibe oder zur Durchführung von Reparaturarbeiten das POLYSKOP aus dem Gerätestahlkasten genommen, so sind Gesicht und Hände durch Schutzscheibe und Handschuhe zu schützen. Diese Vorsichtsmaßnahmen sind besonders wichtig, wenn eine neue Bildröhre eingesetzt werden soll. Muß das Gerät o h n e Kasten längere Zeit belassen werden, so empfiehlt sich, ein starkes Leinentuch darüberzudecken.

7.02 Bildröhrenwechsel (hierzu Bild 21)

Das Gerät muß vor Beginn der Arbeit mindestens 10 Minuten abgeschaltet sein, damit die Hochspannung von 4 kV mit Sicherheit abgeklungen ist. Trotzdem empfehlen wir, nach Abnahme des Hochspannungskabels dieses gegen Masse kurzzuschließen und ebenfalls den Anodenanschluß der Bildröhre mit einem Draht gegen Erde zu verbinden, um jegliche Restladung auszugleichen.

Beim Auswechseln der Bildröhre sind die obengenannten Vorsichtsmaßnahmen in besonderem Maße zu beachten. Ohne Gewalt anzuwenden, wird der Röhrensockel vom Bildröhrenhals entfernt und der Ionenfallenmagnet, der sich zwischen Röhrensockel und Fokusspule befindet, nach hinten abgezogen. Nunmehr sind die vier Befestigungsschrauben zu lösen,

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

welche die gesamte Ablenkeinheit auf dem Lagerbock festhalten. Nach Entfernen der Tuchelsteckverbindung kann die Ablenkeinheit nach hinten aus dem Gerät entnommen werden. Der Bildröhrenhals wird sodann durch einen weichen Lappen abgestützt. Schließlich wird das nahe der Frontplatte befindliche Spannband gelöst und die Bildröhre vorsichtig nach oben aus dem Gerät entnommen.

Die Bildröhre soll niemals am Röhrenhals allein gehalten oder gar umgedreht werden. Man trage die Bildröhre auf der flachen Hand mit dem Kolben nach unten unter leichtem Festhalten des Röhrenhalses mit der rechten Hand. Die Röhre soll auf einer weichen Unterlage abgesetzt werden und gegen Umfallen sicher sein.

Die n e u e Bildröhre wird in umgekehrter Reihenfolge eingebaut.

7.03 Justieren des Ionenfallenmagneten

Der Ionenfallenmagnet soll so aufgeschoben werden, daß der Pfeil in Richtung auf den Röhrensockel (Stift 9) weist.

Das Gerät wird eingeschaltet und der Helligkeitsregler voll aufgedreht. Durch Vor- und Zurückschieben und seitliches Drehen des Ionenfallenmagneten wird eine Anzeige erreicht. Nunmehr wird die Helligkeitsregelung immer weiter zurückgedreht und der Ionenfallenmagnet stets auf größte Bildhelligkeit nachgestellt.

7.04 Justieren der Bildlage

Eine seitliche Neigung des angezeigten Oszillogrammes kann mit dem Ablenksystem korrigiert werden. Hierzu ist die Schraube auf dem Halteband des Ablenksystemes zu lockern und dieses zuerst fest gegen den Röhrenkonus anzuschieben. Durch seitliches Verdrehen wird die richtige Horizontallage eingestellt. Eine getrennte Einstellung der Vertikal- und Horizontalablenkspulen ist nicht möglich und auch nicht erforderlich.

7.05 Justierung der Fokusspule

Die Fokusspule befindet sich in der Mitte zwischen Ablenksystem und Ionenfallenmagnet. Sie kann in ihrer Aufhängung nach allen Richtungen hin geschwenkt werden. Nach Lösen der beiden Bodenschrauben und der großen Seitenmuttern wird sie so lange verstellt, bis die angezeigte Nullinie vollkommen gerade ist und auch bei voller Bildhöhe keine Ausblendungen auf dem Bildschirm auftreten. Es ist darauf zu achten, daß keine Stelle des Innenloches der Fokusspule dichter als 1 mm an den Röhrenhals kommt, auf keinen Fall darf die Fokusspule am Röhrenhals aufliegen.

Da die Einstellung der Fokusspule und des Ionenfallenmagneten nicht rückwirkungsfrei getrennt durchgeführt werden kann, muß zum Abschluß nochmals der Ionenfallenmagnet auf größte Bildhelligkeit nachgestellt werden. Nach Anziehen a l l e r gelösten Schrauben (!) wird das Gerät in den Stahlkasten eingeschoben.

7.06 Auswechseln der übrigen Röhren im POLYSKOP

Alle Röhren im POLYSKOP können ohne Beeinträchtigung der Geräteeigenschaften gegen gleiche oder gleichwertige Ersatzröhren ausgetauscht werden.

7.07 Auswechseln der Transistoren

Der Leistungstransistor T3 befindet sich, auf einem Kühlblech montiert, auf dem Bodenblech hinter dem HF-Ausgang. Es ist darauf zu achten, daß das Kühlblech isoliert vom übrigen Gerätechassis montiert ist und ca. 12 V Gleichspannung gegen Masse führt. Durch Metallspäne oder Schrauben kann hier ein Kurzschluß verursacht werden, der unter Umständen zur Zerstörung des Niedervoltgleichrichters führt.

Die beiden Steuertransistoren T1 und T2 und die Zenerdiode G114 werden nach Abnehmen des Haltebügels für den Heizspannungsregler R258 unter dem Bildröhrenbock zugänglich. Entsprechende Typen müssen eingelötet werden.

x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Nach dem Auswechseln der Transistoren oder der Zenerdiode ist eine Neueinstellung der stabilisierten Heizung erforderlich (siehe Absatz 8.02)

7.08 Auswechseln der Beleuchtungslämpchen

Zum Auswechseln der beiden Soffittenlämpchen der Transparentscheibenbeleuchtung muß die Plexiglasscheibe nach oben herausgezogen werden. Die beiden Preßstoffkeile an der rechten und linken Seite des Führungsschachtes werden nach innen gedrückt und die Lämpchen von der Seite her ausgewechselt. Auf der rechten Geräteseite muß hierzu das Abschirmblech entfernt werden, welches die beiden NF-Eingangsbuchsen überdeckt. Die Netzkontrollampe kann wie eine normale Taschenlampenbirne herausgeschraubt werden.

7.09 Auswechseln und Reinigen der Transparentscheibe

Die Transparentscheibe wird nach Herausziehen des Gerätes aus dem Stahlkasten nach oben aus dem Führungsschacht gezogen. Die Bildröhrenoberfläche darf nur mit einem weichen feuchten Lappen von anhaftendem Staub gereinigt werden. Das gleiche gilt auch für die Plexiglasscheibe, die gegen Verschrammen sehr empfindlich ist.

7.10 Hinweise für den Betrieb

7.101 Betrieb bei Netzunterspannung

Das POLYSKOP arbeitet mit Netzspannungen, die um ±10 % vom Nennwert abweichen, noch einwandfrei. Es sollte jedoch vermieden werden, das Gerät im Dauerbetrieb bei Unterspannungen von -10 % zu betreiben, da durch Überlastung einzelne Röhren frühzeitiger ausfallen können.

7.102 Überlastung der Oszillatorröhre

Wird im ersten Bereich von 0,5...50 MHz bei zurückgedrehtem Hubregler der Mittelfrequenzregler ganz nach rechts gedreht, so entsteht eine Ausgangsfrequenz über 50 MHz, die oberhalb der Grenzfrequenz des eingebauten Breitbandverstärkers liegt und deshalb von diesem nicht mehr durchgelassen wird. Die eingebaute Regelschaltung versucht, die Ausgangsspannung konstant zu halten und speist hierzu die Oszillatorröhren dieses Bereiches mit maximaler Anodenspannung. Vor allem Röhre Rö8 wird hierbei überlastet und kann unter Umständen Schaden erleiden.

8 Reparatur des POLYSKOP

(siehe Stromlauf und Schaltteilliste)

Bei allen Fehlern am POLYSKOP bitten wir Sie, sich an unsere nächste Vertretung zu wenden. Reparaturen sollten nur im Notfalle selbst durchgeführt werden. Die wichtigsten Vorschriften sind im folgenden zusammengestellt.

Die Lage der unter Umständen nachzustellenden Trimmstellen geht aus den Skizzen von Bild 23 hervor.

8.01 Einstellen der geregelten Anodenspannung

Die geregelte Anodenspannung wird mit R218 auf +250 V eingestellt. Gemessen wird mit einem Instrument an der Katode von Röhre Rö30 oder Röhre Rö31.

8.02 Einstellung der geregelten Heizspannung

Die geregelte Heizspannung soll 6,3 V betragen und ist mit dem Potentiometer R258 auf diesen Wert einzustellen. Gemessen wird mit einem Gleichspannungsmesser an einer der beiden Oszillatorröhren Rö8 oder Rö9 nach Öffnen des linken Seitenchassis.

x100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

8.03 Prüfung der Spannungswerte

Im Stromlauf des POLYSKOP sind an den wichtigsten Stellen die mit einem hochohmigen Meßinstrument gemessenen Normalspannungswerte eingetragen. Als Meßinstrument empfehlen wir ein Röhrenvoltmeter Type URI oder URU der Fa. ROHDE & SCHWARZ oder ein gleichwertiges Fabrikat.

8.04 HF-Generatoren

Die vier HF-Generatoren im linken Seitenchassis des POLYSKOP sind im Werk abgeglichen und sicher verlackt. Wir raten unbedingt davon ab, an den winzigen, auf Spezialferrite aufgewickelten Oszillatorspulen irgendwelche Veränderungen vorzunehmen. Bei Wechsel der Oszillatorröhren können Frequenzbereichverschiebungen n i c h t auftreten.

Bei nicht einwandfreiem Arbeiten des untersten Bereiches von 0,5...50 MHz kann die Frequenz des Festoszillators an dem Trimmer C12 nachgestellt werden. Sie soll bei etwa 150 MHz liegen. Die auf der Kreisspule dieses Oszillators (Rö1) aufgebrachte Auskoppelschleife wird bei einer notwendigen Korrektur nur so dicht an die Kreisspule herangeschoben, daß die EMK-Anzeige (hierbei Eichteiler auf -20 db) bis über 50 MHz gerade verläuft. Eine zu starke Auskopplung führt zu einem unzulässig hohen Klirrfaktor, verursacht durch Übersteuerung der Mischdiode Gl1.

8.05 Einstellung der HF-Ausgangsspannung

Die HF-Ausgangsspannung des POLYSKOP wird im Werk an dem Regler R86 so eingestellt, daß sie bei ausgeschalteten Teilern 0,5 V_{eff} an einem Außenwiderstand vom jeweiligen Z-Wert des Gerätes beträgt. Die Einstellung wird mit Hilfe eines Breitbandoszillografen durchgeführt bei Einstellung eines geringen Frequenzhubes im untersten Bereich zwischen 1 und 3 MHz, bei Frequenzen also, die vom Oszillografen noch ohne Abfall angezeigt werden. Die angezeigte HF-Amplitude muß 1,4 V_{ss} betragen. Wegen der Austastung des Oszillografen ist diese Meßmethode zu bevorzugen.

8.06 Ersatz der Meßdioden

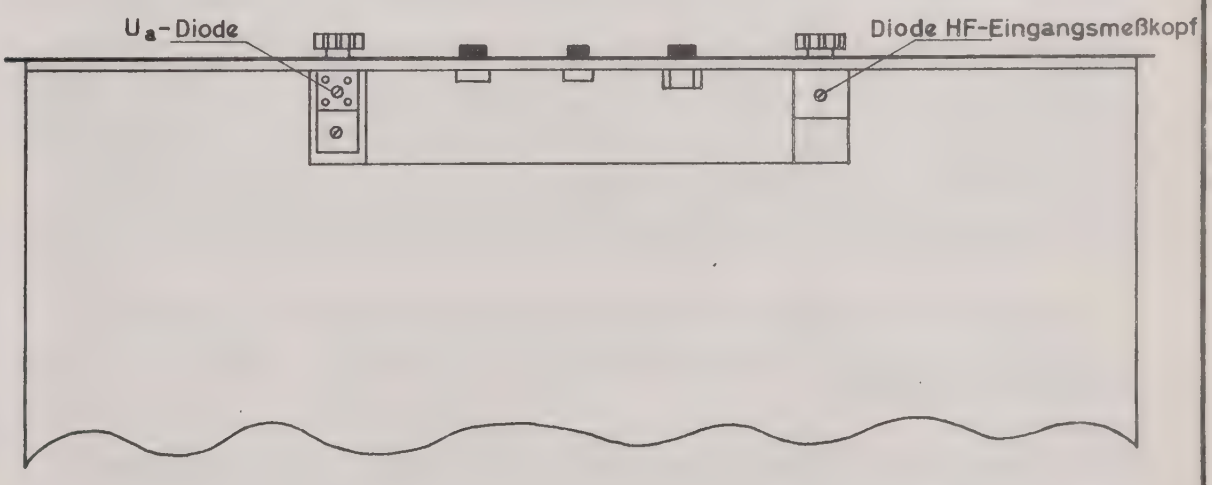
8.061 Regeldiode

Die Lage der Regeldiode G12 geht aus Bild 23 hervor. Sie kann gegen eine gleichwertige Type ersetzt werden, wobei die Polung unbedingt beachtet werden muß. (Es gibt im Handel Patronendioden, die umgekehrt gepolt sind.)

8.062 U_a-Diode und HF-Eingangsmeßkopf

Die U_a-Diode befindet sich im vorderen Teil des Ausgangskopfes. Nach Ausbau des Gerätes aus dem Kasten sind der Ausgangs- und Eingangskopf durch eine Öffnung der Bodenplatte zugänglich. Mit einem Schraubenzieher können die näher bei der Frontplatte liegenden Kappen (Bild 22) abgeschraubt und die darin befindlichen Dioden gegen gleichwertige Typen ausgetauscht werden.

Bild 22.



50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

8.07 Nullinienkorrektur

Bei einer Schrägstellung der Nullinie oder bei Durchbiegen muß eine Neueinstellung der Fokusspule erfolgen (siehe dort, Absatz 7.05). Wird die Nullinie doppelt geschrieben, so kann dieser Fehler an dem Potentiometer R168 (Bild 23) korrigiert werden. Der Abgleichvorgang ist folgender: Die Röhre Rö19 (EL 84) wird entfernt und mit Regler R164 die Nullinie bis etwas unter die untere Bildschirmkante geschoben. Nun wird die Röhre Rö19 wieder eingesetzt und mit den Reglern Nullinie (Frontplatte) und Regler R167 die Nullinie etwa in Bildmitte eingestellt. Mit R168 wird so eingeregelt, daß die Nullinie nicht gespalten erscheint (Anklammersymmetrie). Zum Abschluß wird an Potentiometer R167 der Regelbereich der Nullinienverschiebung so eingeschränkt, daß diese sich vom unteren Bildrand bis etwas über die Bildmitte verschieben läßt. Eine dauernde Einstellung der Nullinie auf den oberen Bildrand ist wegen der Überlastung der Röhre Rö19 n i c h t zulässig.

8.08 Gleichheit der positiven und negativen Anzeige

R150 (für Y_2-Verstärker) und R152 (für Y_1-Verstärker) dienen zur Einstellung der Verstärkungsgleichheit bei negativer oder positiver Anzeige. Die beiden Regler sind erst nach Abnehmen der rechten Seitenchassisdeckplatte zugänglich. Bei Ungleichheiten der beiden Verstärkungen liegt jedoch im allgemeinen ein Röhrendefekt vor. (Rö15 bzw. Rö21 ersetzen.)

8.09 Markengenerator

Bei ungenügender Markenamplitude, vor allem in den oberen Frequenzbereichen, kann ein Auswechseln der Markenmischdiode Gl12 erforderlich sein. Hierzu wird die rechte Seitenchassisdeckplatte entfernt und die nahe der Röhre Rö20 in Federn gehaltene Diode zugänglich.

Bei Ausfall des 1-MHz- oder 10-MHz-Markenspektrums muß der entsprechende Steuerquarz überprüft und gegebenenfalls gegen eine gleichwertige Type ersetzt werden. Die beiden Steuerquarze sind auf der Innenseite des Gerätes dicht unter der Röhre Rö26 in Steckfassungen eingesetzt.

Die 50-MHz-Marken werden durch den Schwingkreis L36 erzeugt. Bei Ersatz der Röhre Rö26 kann es möglich sein, daß die 50-MHz-Marke nicht genau mit der entsprechenden 10-MHz-Marke übereinstimmt.

Durch Drehen am Schraubkern der Spule L36 (nach Abnehmen der rechten Seitenchassisplatte) kann eine Übereinstimmung wieder hergestellt werden. Die Messung erfolgt am besten im oberen Frequenzbereich bei 350 MHz.

8.10 Einstellen der Bildbreite

Die Bildbreite kann mit dem Regler R68 eingestellt werden. Es ist zweckmäßig, diese Einstellung bei der vorgeschriebenen Netzspannung vorzunehmen. Hierbei soll die Bildbreite zu beiden Seiten etwa 1 cm über den Bildausschnitt ragen. Es ist dann gewährleistet, daß auch bei Unterspannung das Bild voll ausgeschrieben wird.

8.11 Einstellen der Austastphase

Die Austastung der Wobbeloszillatoren muß phasenrichtig derart erfolgen, daß während des Oszillografenrücklaufes eine Nullinie geschrieben wird. Die Phasenlage des Austastimpulses läßt sich am Regler R73 einstellen. Nimmt man diese Einstellung bei herabgesetzter Bildbreite vor, so wird das richtige Einsetzen des Austastimpulses besonders gut sichtbar.

Eine Korrektur der Austastphase kann unter Umständen erforderlich sein, wenn das POLYSKOP an einer von 50 Hz abweichenden Netzfrequenz betrieben wird.

8.12 Einstellung der Hublinearisierung

Zur Beobachtung der Linearität des Frequenzhubes blendet man zweckmäßigerweise das 10 MHz-Markenspektrum ein.

Falls sich einmal eine Nachstellung der Linearität als notwendig erweist, so kann sie mit den regelbaren Widerständen R261, R262 und R263 durchge-

0 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

führt werden. Man verändert hierzu die drei genannten Widerstände so, daß die Abstände der Frequenzmarken möglichst gleich, keinesfalls aber mehr als 1 : 2 verschieden sind. Diese Einstellung soll in allen Frequenzbereichen kontrolliert und gegebenenfalls so korrigiert werden, daß die Linearität des Hubes in allen Frequenzbereichen möglichst gleich gut ist.

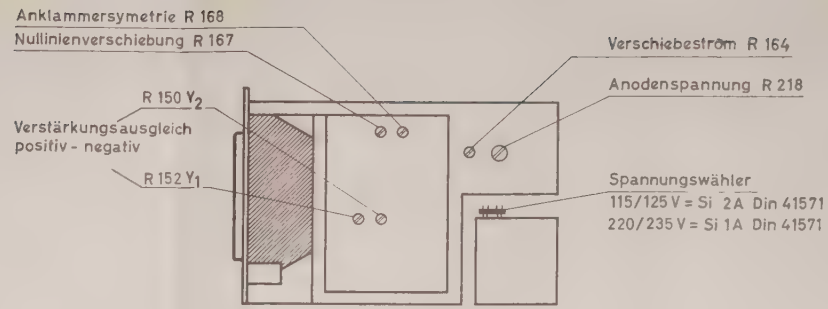
R261 beeinflußt den Markenabstand auf der linken Bildseite.

R262 beeinflußt den Markenabstand von der Mitte ab auf der rechten Seite.

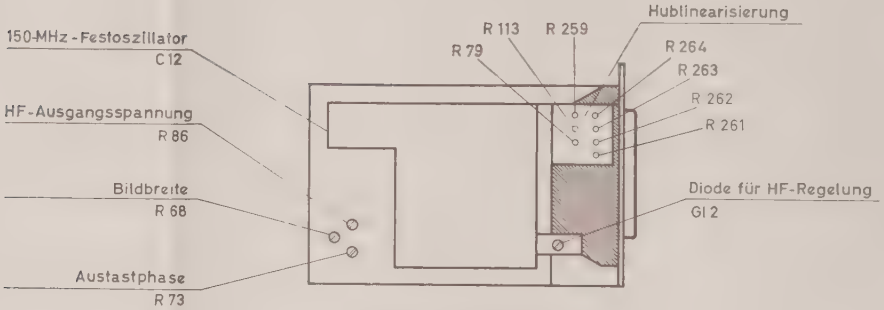
R263 beeinflußt den Markenabstand ganz rechts und steht gewöhnlich am rechten Anschlag.

Durch die Einstellung der Hublinearität können sich die Regelbereiche der Mittelfrequenz und des Frequenzhubes verändern. Man sollte sie deshalb im Anschluß an die Hublinearisierung kontrollieren und gegebenenfalls nachstellen. R69 ist dabei für den maximalen Frequenzhub maßgebend. Da jedoch der Bildbreitenregler R68 ebenfalls den Frequenzhub beeinflußt, ist dieser gegebenenfalls vorher einzustellen. Der Regelbereich der Mittelfrequenz wird mit R113 am unteren und mit R79 am oberen Ende nachgestellt.

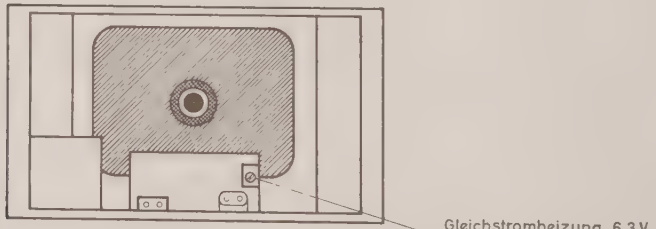
Abschließend sollte noch die Anodenstrombegrenzung der Röhre Rö35 kontrolliert und wenn erforderlich, nachgestellt werden. Dazu werden die beiden von außen bedienbaren Regler für Frequenzhub (grob und fein) an den linken und die Regler für die Mittelfrequenz (grob und fein) an den rechten Anschlag gestellt. Mit einem hochohmigen Spannungsmesser ($R_i \approx 10$ MΩ, z.B. unsere Type URI) mißt man die Spannung am Steuergitter von Rö35 und am Schleifer von R259. An diesem soll die Spannung etwa 1,5 V höher sein, als am Steuergitter. Bei abweichendem Spannungswert wird R259 nachgestellt.



Seitenansicht rechts



Seitenansicht links



Rückansicht

Bild 23. Lage der für den Abgleich wichtigen Widerstände und Kondensatoren

9 Grundlagen und Grenzen der Wobbel-Meßtechnik

9.1 Einleitung

Wird der Frequenzgang eines beliebigen Vierpols nicht mit stationären Schwingungen, sondern mit einer sich stetig ändernden Meßfrequenz aufgenommen, so müssen einige wichtige Gesichtspunkte beachtet werden, die durch das Einschwingverhalten des Vierpols gegeben sind.

Am einfachsten können die Verhältnisse an einem Resonanzkreis erklärt werden, der z.B. in die Anodenleitung einer Pentode geschaltet ist. Wird dieser Resonanzkreis auf seiner Resonanzfrequenz f_o erregt, so steigt die Spannung an ihm exponentiell an und erreicht in einer bestimmten Zeit nahezu den Endwert 1. Die Zeitspanne bis zum Erreichen des Endwertes 1 ist abhängig von der Güte des Schwingkreises, mithin von seiner Bandbreite. Je höher die Kreisgüte, desto langsamer vollzieht sich der Spannungsanstieg. Bild 20 zeigt schematisch den Verlauf der HF-Spannung an einem solchen Resonanzkreis.

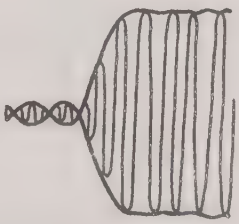


Bild 24.

Die Einschwingdauer τ eines Schwingkreises errechnet sich als

$$\tau = \frac{1}{B} \quad \text{(sec)} \qquad [1]$$

wobei B die 3-db-Bandbreite des Schwingkreises ist. In der Zeit τ ist die Amplitude am Schwingkreis auf über 95 % der Endamplitude eingeschwungen. (Bild 25)

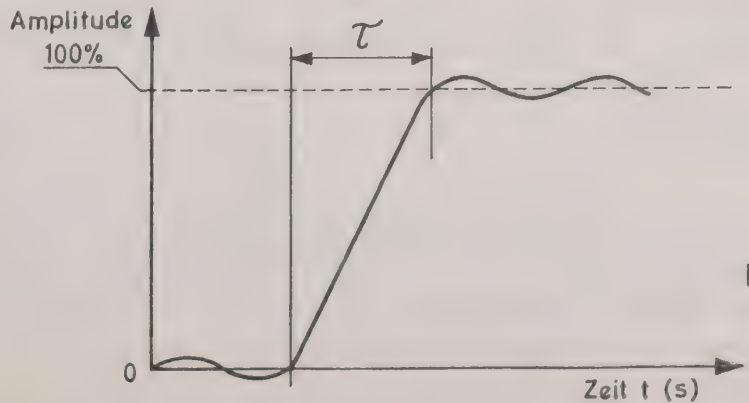


Bild 25.

Wenn wir also ohne wesentliche Fehler die Amplitude am Schwingkreis messen sollen, müssen wir mindestens diese Zeitspanne τ vergehen lassen, damit der Kreis bis zur vollen Amplitude einschwingen kann.

Messen wir nun den gleichen Schwingkreis mit einer sich stetig ändernden Frequenz, so wird die Meßfrequenz je nach Frequenzablaufzeit und Frequenzhub nur eine kurze Zeitspanne im Bandbreitebereich des Schwingkreises verweilen. Diese V e r w e i l z e i t T_v muß logischerweise mindestens gleich der Zeitkonstante τ des Schwingkreises gewählt werden, damit dieser voll einschwingen kann.

$$T_v \geqq \tau \quad (\text{sec}) \qquad [2]$$

Bei einem periodischen Frequenzablauf ist das Verhältnis zwischen Frequenzhub F und der Bandbreite des Meßobjektes B gleich dem Verhältnis von Frequenzablaufzeit T zur Verweilzeit T_v. Wir schreiben demnach

$$\frac{F}{B} = \frac{T}{T_v} \qquad [3]$$

Setzen wir für T = τ und für τ nach Formel [1] 1/B, so erhalten wir die wichtige Beziehung

$$B = \sqrt{\frac{F}{T}} \quad (\text{Hz}) \qquad [4]$$

B = 3-db-Bandbreite des Schwingkreises
F = Frequenzhub
T = Frequenzablaufzeit

Halten wir uns an diese Beziehung, so ist der auftretende Meßfehler < 5 %, vorausgesetzt, daß unser Meßobjekt aus einem e i n f a c h e n Resonanzkreis besteht.

Ist unser Meßobjekt ein B a n d p a ß mit der Bandbreite B, so ist die Einschwingdauer τ ebenso wie die eines Einzelschwingkreises.

$$\tau = \frac{1}{B} \qquad ([1])$$

Wenn wir die gleiche Beziehung [4] bei der Messung zu Grunde legen, so wird zwar ein Einschwingen auf über 95 % gewährleistet, jedoch verläuft die Einhüllende des Schwingvorganges so, als ob wir etwa einen Einzelkreis gleicher Bandbreite messen würden. (Bild 26)

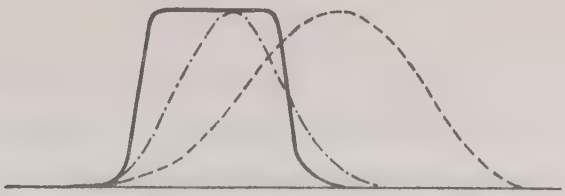


Bild 26.

Die steilen Flanken des Bandpasses werden nicht aufgelöst. Da wir jedoch die Durchlaßkurve eines Meßobjektes möglichst genau auflösen möchten, müssen wir die Verweilzeit T_V weit länger wählen. Diese Verweilzeit muß so bemessen sein, daß sie für die steilste Amplitudenänderung des Meßobjektes noch lange genug ist. (Bild 27)

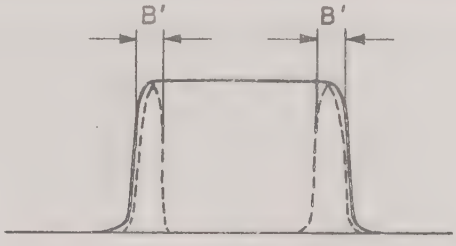


Bild 27.

Denken wir uns die steilste Flanke des Bandpasses zu einer Resonanzkurve ergänzt, so muß die Frequenzablaufgeschwindigkeit F/T dieser Bandbreite B' angepaßt sein. Wir erhalten daher:

$$B' = \sqrt{\frac{F}{T}} \quad (Hz) \qquad [5]$$

9.2 Sinusförmiger Frequenzablauf

Die oben gemachten Angaben setzen voraus, daß der Frequenzablauf streng zeit-proportional ist. Bei vielen Wobbel-Meßgeräten wird jedoch der Frequenzablauf mit einer Sinusspannung z.B. der Netzfrequenz durchgeführt. Der Frequenzablauf vollzieht sich in diesem Fall mit unterschiedlicher Schnelligkeit (Bild 28).

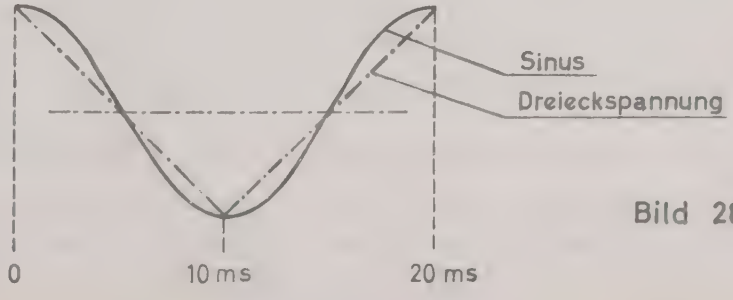


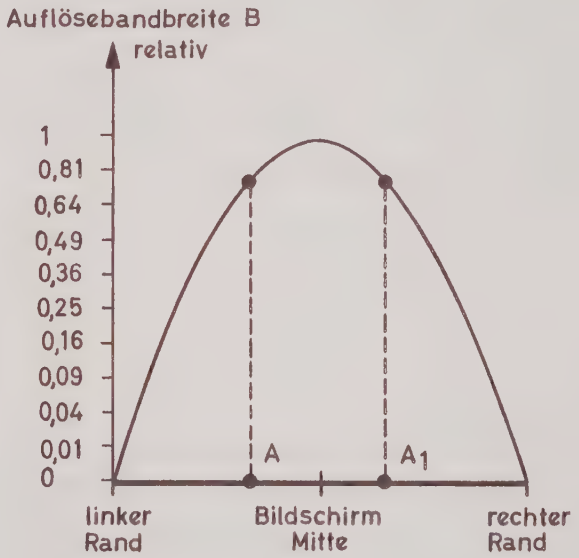
Bild 28.

x100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Uns interessiert die schnellste vorkommende Frequenzänderung bei Sinussteuerung. Die Steilheit einer sinusförmigen Halbwelle ist $\pi/2 = 1{,}57$ mal größer als diejenige einer linearen Funktion gleicher Zeitdauer. Für sinusförmigen Frequenzablauf ist an Stelle der Formel [4] demnach zu setzen:

$$B = \sqrt{\frac{1{,}57 \cdot F}{T}} \qquad [6]$$

Wir müssen uns jedoch immer vor Augen halten, daß bei einer Anzeige der Meßwerte auf dem Schirm einer Braun'schen Röhre die Auflösung nur in der Bildschirmmitte dieser Formel entspricht. Zu den Rändern des Bildschirmes hin ist sie höher, z.B. in den Punkten A und A_1 wäre sie genau so hoch wie bei einer linearen Frequenzänderung. (Bild 29)



Abhängigkeit der Auflösebandbreite B von der Lage auf dem Bildschirm

Bild 29.

Wenn wir also durch Änderung der Mittenfrequenz die angezeigte Kurve über dem Bildschirm von links nach rechts verschieben und dabei eine Änderung in der Auflösung beobachten, so können wir diese Erscheinung zur Prüfung auf Einhaltung der notwendigen Verweilzeit heranziehen.

An Hand der übersichtlichen Darstellung auf Bild 30 können wir für alle praktisch vorkommenden Frequenzhübe und Frequenzablaufzeiten die Auflösung nach Formel [4] direkt entnehmen. Wir sehen sofort, daß bei kleinen Frequenzhüben die Auflösung bei gleicher Frequenzablaufgeschwindigkeit

immer schlechter wird. So können wir bei T = 10 ms und F = 100 MHz eine Resonanzkurve der Bandbreite B = 100 kHz, d.h. 0,1 % des Frequenzhubes auflösen, jedoch bei F = 100 kHz nur eine Bandbreite von 3,16 kHz = 3 % des Frequenzhubes. Bei einem Frequenzhub von 1000 Hz beträgt die Auflösung nur 316 Hz, also ca. 1/3 des Frequenzhubes, so daß die Frequenzablaufzeit T von 10^{-2} sec auf 10 sec erhöht werden müßte, um eine Auflösung von 1 % des Frequenzhubes zu erhalten.

Wir stellen somit fest:

> W o b b e l m e ß g e r ä t e sind in besonderem Maße für die B r e i t b a n d m e ß t e c h n i k vorteilhaft einzusetzen. Durch hohe Frequenzablaufgeschwindigkeiten (ca. 10^{-2} sec) wird die flackerfreie Darstellung auf dem Schirm einer Oszillografenröhre möglich, bei Frequenzhüben über 300 kHz erhalten wir in allen Fällen eine Auflösung, die besser als 1 % des Gesamthubes ist.

Da die optische Auswertbarkeit einer auf dem Schirm einer Braun'schen Röhre angezeigten Kurve beschränkt ist, dürfte eine Auflösung von 1 % bereits an der oberen Grenze des Sinnvollen liegen.

9.3 Gleichrichtung und Anzeige der Meßwerte

Nachdem wir bisher nur die Vorgänge beobachtet haben, welche durch den automatischen Frequenzablauf im Meßobjekt selbst ausgelöst werden, müssen wir uns den Anordnungen zuwenden, die zur Auswertung der Meßwerte auf dem Schirm einer Braun'schen Röhre gehören. Dies sind der Gleichrichter für die am Meßobjekt auftretende HF-Spannung und der Videoverstärker mit Bildröhre. Beide zusammen müssen in der Lage sein, auch die schnellsten Amplitudenänderungen am Meßobjekt unverzerrt verarbeiten zu können. Welche obere Grenzfrequenz f_g für die Bemessung der Gleichrichterzeitkonstante und des gesamten Anzeigeverstärkers angesetzt werden muß, läßt sich für den Grenzfall des größten vorkommenden Frequenzhubes aus der gleichen Formel [4] ermitteln:

$$f_g \approx \sqrt{\frac{F}{T}} \qquad [7]$$

0 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Wir halten fest:

Die Zeitkonstante des Gleichrichters und die Bandbreite des Anzeigeverstärkers müssen einer Grenzfrequenz angepaßt sein, die gleich ist der bei größten Frequenzhub gegebenen Auflösebandbreite.

Beispiel:

Der Frequenzhub F sei 10 MHz, die Frequenzablaufzeit 10 ms. Wir arbeiten mit einer linearen (Sägezahn) Zeitablenkung. Die Auflösebandbreite ermitteln wir aus der Formel [4]

$$B = \sqrt{\frac{10^7}{10^{-2}}} = 3{,}16 \cdot 10^4 = 31{,}6 \quad (\text{kHz})$$

Ein Schwingkreis mit der Bandbreite B = 31,6 kHz schwingt zu voller Amplitude ein. Um die an ihm gemessene Spannung unverzerrt auf einer Bildröhre anzeigen zu können, muß die Gleichrichterzeitkonstante und der Anzeigeverstärker eine obere Grenzfrequenz von ebenfalls 31,6 kHz ohne Abfall verarbeiten können.

9.4 Gleichrichter und Anzeigeverstärker mit zu geringer Bandbreite

Aus dem obigen Beispiel ist zu entnehmen, daß bei großen Frequenzhüben die Auflösung bei richtiger Dimensionierung des Meßplatzes so hoch ist, daß sie auf dem Bildschirm optisch kaum mehr genau ausgewertet werden kann. (Die Auflösung ist im angeführten Beispiel 0,316 %). Es genügt daher also, die Bandbreite des Anzeigeteiles so zu dimensionieren, daß z.B. wie beim POLYSKOP eine Auflösung von 1 % des Gesamthubes gegeben ist. Bei einer Einschränkung der videofrequenten Anzeigebandbreite erhalten wir für große Frequenzhübe eine Auflösung, die sich direkt in Prozent des Hubes ausdrücken läßt, bei kleinen Hüben geht sie über in die Beziehung

$$B = \sqrt{\frac{F}{T}}$$

Bild 31 zeigt die Auflösung in Abhängigkeit vom Frequenzhub für einen sinusförmigen Frequenzablauf bei einer durch die obere Grenzfrequenz

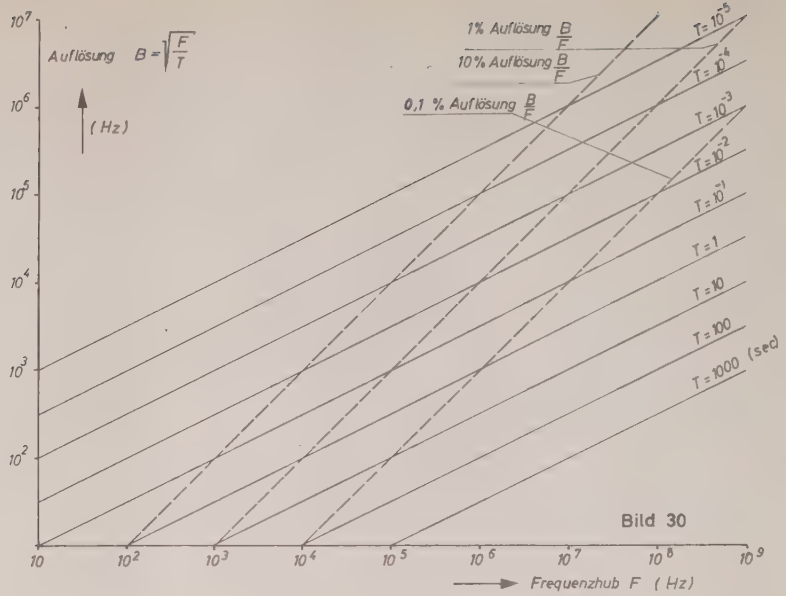


Bild 30

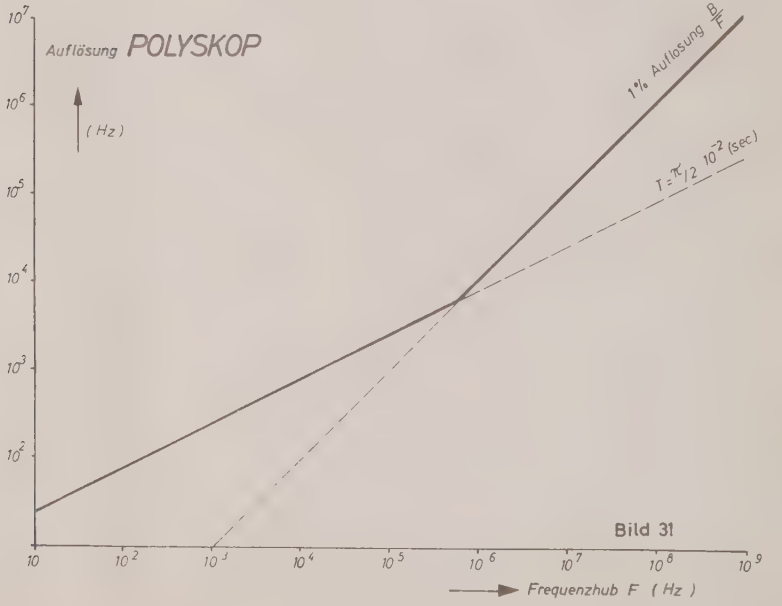


Bild 31

des Anzeigeverstärkers bedingten optimalen Auflösung von 1 % des Gesamthubes. Bei Frequenzhüben von > 300 kHz ist die Auflösung auf Grund der geringen Anzeigebandbreite unabhängig vom Frequenzhub stets 1 % der Bildbreite, bei Hüben < 300 kHz (ein solcher Hub ist mit dem POLYSKOP jedoch n i c h t einstellbar) würde sie gleich dem errechneten Auflösevermögen sein.

9.5 Auswirkung eines zu schnellen Frequenzablaufes auf die Messung

Haben wir uns bisher Klarheit über die Möglichkeiten und die zu erfüllenden Bedingungen einer Messung mit automatischem Frequenzablauf verschafft, so wollen wir noch betrachten, welche Fehler bei Nichteinhalten dieser Bedingungen auftreten können.

Wird ein Resonanzkreis mit der Bandbreite B so schnell von der Meßfrequenz durchlaufen, daß die Verweilzeit kürzer als die Zeitkonstante ist, so läßt sich errechnen (Literaturstelle [1]), daß außer einer zu geringen Amplitude zwei weitere schwerwiegende Effekte auftreten.

1) Das Maximum der Amplitude wird bei einer anderen Frequenz als bei einer Messung Punkt für Punkt ermittelt. Diese Frequenz liegt höher, wenn der Frequenzablauf nach höheren Frequenzen zu, oder tiefer, wenn dieser in umgekehrter Richtung verläuft. Bei gleichzeitiger Anzeige des Frequenzvor- und rücklaufes erscheinen z w e i Resonanzkurven nebeneinander (Bild 32).

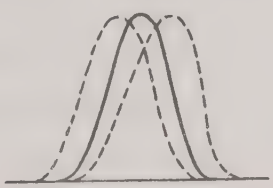


Bild 32.

2) Die ermittelte Bandbreite B ist größer als die tatsächliche. Diese beiden Effekte ergeben sich auch, wenn zwar das Meßobjekt entsprechend seiner Zeitkonstante genügend langsam abgetastet wird, jedoch die obere Grenzfrequenz des Anzeigeverstärkers oder die Zeitkonstante der Gleichrichteranordnung nicht ausreichen, um die Kurve verzerrungsfrei anzuzeigen.

ROHDE & SCHWARZ MÜNCHEN

Bei der Messung s t e i l e r Bandpässe erscheinen Anstieg und Abfall der Frequenz verschoben und flacher als sie tatsächlich sind. (Bild 33)

Bild 33.

9.6 Auswirkung eines Klirrfaktors der Meßfrequenz auf die Messung

Die für die Messung mit automatischem Frequenzablauf verwendeten Meßsender haben, ebenso wie gute Meßsender üblicher Bauart, Eigenklirrfaktoren, die in der Größenordnung von einigen Prozent liegen. Wir wollen betrachten, wie sich ein vorhandener Klirrfaktor auf die Meßgenauigkeit auswirkt.

Die Konstanthaltung der EMK des Meßsenders von Hand oder bei automatischem Frequenzablauf durch eine Regelschaltung richtet sich im allgemeinen nach dem Spitzenwert der HF-Spannung. Ist die HF-Spannung klirrfaktorbehaftet, so weicht dieser Wert von dem tatsächlichen Wert der Grundwellenspannung ab. Man kann meist voraussetzen, daß der Anteil an Oberwellen im Durchstimmbereich des Senders nicht sprunghaften Änderungen unterliegt, sondern weitgehend konstant bleibt bzw. sich nur langsam ändert. Solange die Bandbreite des Meßobjektes relativ schmal ist, wird durch einen Klirrfaktor der Meßspannung kaum ein nennenswerter Fehler in der Messung verursacht.

Anders liegen die Verhältnisse bei einer Messung über sehr breite Bänder, in besonderem Maße bei Messungen im Videofrequenzgebiet. Hier kann durch den Klirrfaktor der Meßspannung ein Anzeigefehler entstehen, der im Grenzfalle den doppelten Wert des Klirrfaktors annimmt.

Am einfachsten können die Verhältnisse bei der Messung eines Tiefpasses erklärt werden. Der Tiefpaß habe eine obere Grenzfrequenz von 10 MHz. Am Ausgang des Tiefpasses können demnach über 5 MHz keine Oberwellen der

Meßspannung mehr auftreten. Durch das Verschwinden der Oberwelle bei der halben Grenzfrequenz k_2 macht sich in der Anzeige eine Treppe bemerkbar, die im tatsächlichen Frequenzgang des Meßobjektes nicht vorhanden ist. Das gleiche geschieht mit k_3, wodurch bei 3,3 MHz eine weitere Treppe auftreten kann. (Bild 34)

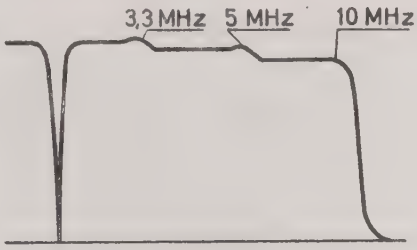


Bild 34

Der Klirrfaktor, welcher durch das Meßobjekt selbst verursacht wird (durch Übersteuerung oder nichtlineare Kennlinien) wirkt sich in gleicher Weise aus.

Wir halten fest:

Der K l i r r f a k t o r der Meßspannung oder durch das Meßobjekt verursacht, wirkt sich vor allem bei B r e i t b a n d m e s s u n g e n als Fehler aus.

Eine weitere Auswirkung des Klirrfaktors der Meßspannung muß erwähnt werden, weil sie zu erheblichen Meßfehlern in der Anzeige führen kann.

Bei der Messung eines Saugkreises wird wohl die Grundwelle der Meßfrequenz unterdrückt, jedoch n i c h t deren Oberwellen. Bei der Beurteilung der Saugwirkung von Sperrkreisen muß immer bedacht werden, daß der Klirrfaktor der Meßspannung eine bestimmte Mindestanzeige verursacht, obwohl die tatsächliche Saugwirkung wesentlich höher liegen kann. (Bild 35)

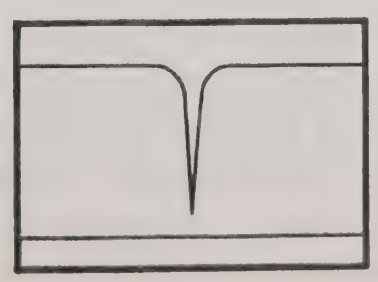


Bild 35

0-102 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Ein solcher Meßfehler kann nur vermieden werden, wenn die Anzeige der Spannung nach dem Meßobjekt selektiv ist und daher die Amplitude der Oberwellen nicht mitgemessen wird.

9.7 Verhalten von Dioden bei klirrfaktorbehafteter Meßspannung

Wird eine Diodengleichrichteranordnung mit einer HF-Spannung von einigen Volt beaufschlagt, so erfolgt die Gleichrichtung nahezu als Spitzenwertanzeige. Bei sehr kleinen HF-Spannungen (einige Millivolt) ist dies jedoch keineswegs mehr der Fall. Die Diode wird auf dem gekrümmten Teil ihrer Kennlinie ausgesteuert, ihr Wirkungsgrad wird schlechter und ihre Ausgangsspannung entspricht mehr dem Effektivwert der HF-Spannung als dem Spitzenwert. Effektivwert- und Spitzenwertanzeige einer HF-Spannung weichen jedoch bei klirrfaktorbehafteter Meßspannung und Messung eines Tiefpasses voneinander ab.

Bei Messung eines T i e f p a s s e s mit k l i r r f a k t o r - b e h a f t e t e r Meßspannung liefern Gleichrichteranordnungen v e r s c h i e d e n e Meßergebnisse, wenn sie mit u n t e r - s c h i e d l i c h e n Pegeln betrieben werden.

10 Schirmbildaufnahmen mit dem POLYSKOP

Sollen die auf dem Bildschirm des POLYSKOP angezeigten Meßwerte fotografisch festgehalten werden, so eignet sich hierfür jede gute Kamera. Bei einer Filmempfindlichkeit von 23° DIN, einer Blendeneinstellung von 3,5 und einer Belichtungszeit von 1/25 sec können Aufnahmen ohne Verwendung eines Stativs durchgeführt werden. Besonders gut für diesen Zweck sind Spiegelreflexkameras geeignet, weil bei ihnen Fehlaufnahmen durch Parallaxenfehler vermieden werden.

Bei der Aufstellung des POLYSKOP ist darauf zu achten, daß auf dem Bildschirm keine direkten Spiegelungen von im Raum befindlichen Beleuchtungskörpern zu sehen sind. Die Verdunkelung des Raumes während der Aufnahme ist zu empfehlen, jedoch nicht unbedingt notwendig. Der Aufnehmende sollte möglichst keine weiße Bekleidung (Labormantel) tragen, da das Spiegelbild seiner Person zwangsweise mit aufgenommen wird.

Die Helligkeit am POLYSKOP ist nur so weit aufzudrehen, daß noch eine scharfe Abbildung gewährleistet ist. Bei voller Bildhelligkeit, unter Einbuße an Bildschärfe, kann die Belichtungszeit auf 1/50 sec herabgesetzt werden.

Wenn häufig Schirmbildaufnahmen angefertigt werden sollen, so empfehlen wir die Beschaffung einer Vorsatzlinse, um aus ca. 60 cm Entfernung das Schirmbild in voller Größe erfassen zu können.

Fotovorsatz

Zur Erleichterung von fotografischen Aufnahmen von Schirmbildern ist zum POLYSKOP I der FOTOVORSATZ BN 42442/2 lieferbar. Er eignet sich in Verbindung mit einer POLAROID-LAND-Kamera Modell 110 A mit Vorsatzlinse Nr.2 oder einer Kleinbildkamera mit Zwischenringen zur Aufnahme von Schirmbildern.

Der Fotovorsatz kann an zwei am POLYSKOP anzubringenden Haltevorrichtungen eingehängt werden. Damit ist eine schnelle Montage und Demontage gewährleistet (siehe Blatt 95).

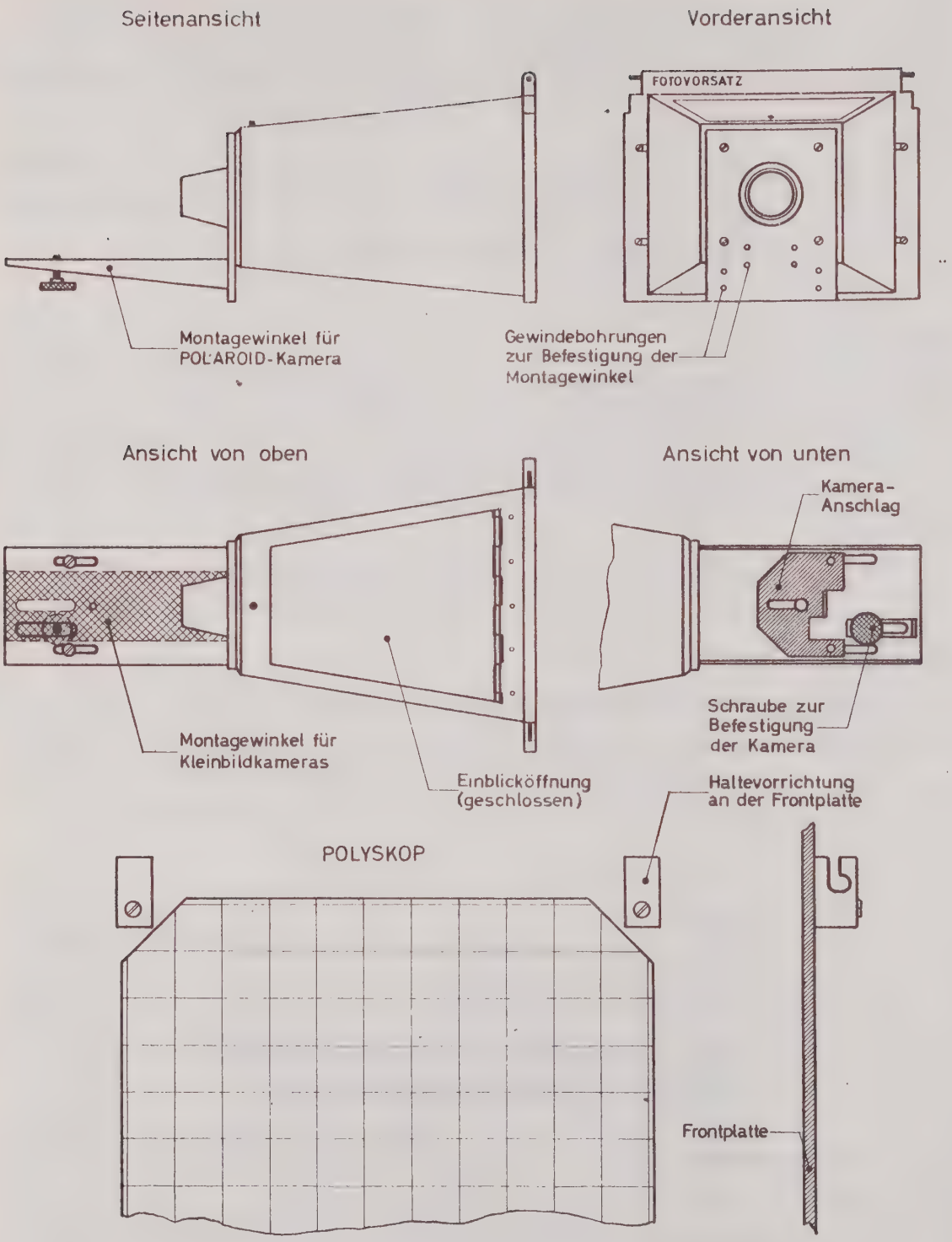
Zur Beobachtung des Schirmbildes vor dem Fotografieren ist am Fotovorsatz eine Einblicköffnung vorgesehen, die während der Aufnahme zu schließen ist. Für eine Schirmbildaufnahme mit der POLAROID-Kamera 110 A sind folgende Einstellungen an der Kamera und am POLYSKOP vorzunehmen:

Film: Polophan Typ 47 3000 ASA
Blende 16
Belichtung 1/15 sec
Entfernung 4,5 feet mit Vorsatzlinse Nr.2

Strahlhelligkeit und Rasterbeleuchtung am POLYSKOP sind normal einzustellen.

Bei der Einstellung liegt das Objektiv mit der Vorsatzlinse am Fotovorsatz an.

Durch Auswechseln des Montagewinkels für die POLAROID-LAND-Kamera gegen den mitgelieferten Montagewinkel für Kleinbildkameras (Exakta-Varex usw.) sind Schirmbildaufnahmen im normalen Verfahren möglich. Beim Festschrauben der Montagewinkel (siehe Blatt 95) ist darauf zu achten, daß die Bildkante parallel zum Raster der POLYSKOP-Scheibe verläuft.



Montage des Fotovorsatzes BN 42442/2

R 9253/564 3.95

11 Literaturverzeichnis

1 . . . . . R. Feldtkeller und H. Wilde,

„Gleitfrequenzen in Schwingungskreisen"

TFT Band 30, Heft 12, 1941
Seite 347-352

2 . . . . . J. Marique,

"The Response of RLC Resonant Circuits to EMF of Sawtooth Varying Frequency",

Proc. I.R.E.
August 1952, Seite 945-950

3 . . . . . A. G. Clavier,

"Fundamental principles of Fourier transforms to variable frequency circuit analysis",

Proc. I.R.E.
November 1949, Seite 1287-1290

4 . . . . . H. Salinger,

„Zur Theorie der Frequenzanalyse mittels Suchtons",

Elek. Nach. Tech.,
August 1929, Seite 293-302

5 . . . . . G. Hok,

"Response of linear resonant systems to excitation of a frequency varying linearly with time",

Jour. Appl. Phys.,
März 1948, Seite 240-250

6 . . . . . N.F. Barber and F. Ursell,

"The response of a resonant system to a gliding tone",

Phil. Mag.,
Mai 1948

7 . . . . . J. Marique,

"Note sur la reponse d'un circuit soumis à un balayage linéare de fréquence"

L'onde Elect.,
Juli 1951, Seite 313-315

8 . . . . . N.F. Barber,

"The optimum performance of a wave analyzer",

Elec. Eng.,
Mai 1949, Seite 175-179

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

12 Schaltteilliste

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
BA1	Stabilisationszelle		BAS 11001
BA2	Stabilisationszelle		BAS 11001
C1	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C2	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C3	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C4	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C5	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C6	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C7	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C8	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C9	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C10	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C11	Keramikkondensator	22 pF	CCG 68/22
C12	Lufttrimmer	4...29 pF	CV 8125
C13	Keramikkondensator	22 pF	CCG 68/22
C15	Keramikkondensator	100 pF	CCH 68/100
C16	Keramikkondensator	330 pF	CCG 94/330
C17	Keramikkondensator	2200 pF	CCG 94/2200
C18	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202
C19	Keramikkondensator	8 pF	CCG 41/8
C20	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202
C21	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202
C22	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202
C23	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202

0 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C24	Ker.Rohrtrimmer	0,5...3 pF	CV 7202
C25	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C26	Ker.Rohrtrimmer	1...11 pF	CV 7210
C27	Keramikkondensator	27 pF	CCH 31/27
C28	Ker.Rohrtrimmer	1...11 pF	CV 7210
C29	Keramikkondensator	27 pF	CCH 31/27
C30	Ker.Rohrtrimmer	1...11 pF	CV 7210
C31	Keramikkondensator	27 pF	CCH 31/27
C32	Ker.Rohrtrimmer	1...11 pF	CV 7210
C33	Keramikkondensator	27 pF	CCH 31/27
C34	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPK 10 000/250
C35	Ker.Rohrtrimmer	1...11 pF	CV 7210
C36	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C37	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C38	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C39	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C40	Keramikkondensator	2 pF	CCG 11/2
C41	Keramikkondensator	8 pF	CCG 41/8
C42	Keramikkondensator	22 pF	CCG 68/22
C43	Keramikkondensator	56 pF	CCH 31/56
C44	Keramikkondensator	10 pF	CCG 41/10
C45	Keramikkondensator	10 pF	CCG 41/10
C46	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C47	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C48	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C49	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C50	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C51	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C52	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C53	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C54	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C55	Ker.Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C56	Klatschkondensator		E 415 - 6.3
C57	MP-Kondensator	0,5 µF/2000 V	CMR 0,5/2000/2
C58	MP-Kondensator	0,5 µF/3200 V	CMR 0,5/3200
C59	Elektrolyt-Kondensator	50 + 50 µF/350 V	CEG 21/50 + 50/350
C60	Elektrolyt-Kondensator	50 + 50 µF/350 V	CEG 21/50 + 50/350
C61	Elektrolyt-Kondensator	50 + 50 µF/350 V	CEG 21/50 + 50/350
C62	Elektrolyt-Kondensator	50 + 50 µF/350 V	CEG 21/50 + 50/350
C63	MP-Kondensator	2 µF/500 V	CMR 2/500
C64	MP-Kondensator	2 µF/500 V	CMR 2/500
C65	Papierkondensator	100 000 pF/250 V	CPK 100 000/250
C66	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPK 10 000/250
C67	Elektrolyt-Kondensator	16 + 16 µF/350 V	CEG 21/16 + 16/350
C68	Elektrolyt-Kondensator	16 + 16 µF/350 V	CEG 21/16 + 16/350
C69	Papierkondensator	100 000 pF/400 V	CPK 100 000/400
C71	MP-Kondensator	16 µF/250 V	CMR 16/250
C72	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C73	Papierkondensator	10 000 pF/250 V	CPM 10 000/250
C74	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C75	Klatschkondensator		enth.in 4245-10.1

50x100 S: ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C76	Innenleiterkondensator		enth. in 4245-7.1
C77	MP-Kondensator	1 µF/250 V	CMR 1/250/2
C78	MP-Kondensator	1 µF/160 V	CMR 1/160/2
C79	Kf-Kondensator	2500 pF/250 V	CKS 2500/250
C80	MP-Kondensator	1 µF/160 V	CMR 1/160/2
C81	Elektrolytkondensator	10 µF/15 V	CED 21/10/15
C82	Kf-Kondensator	1000 pF/1000 V	CKS 1000/1000
C83	MP-Kondensator	1 µF/250 V	CMR 1/250/1
C84	MP-Kondensator	1 µF/250 V	CMR 1/250/1
C85	Keramik-Kondensator	220 pF	CCG 68/220
C86	MP-Kondensator	1 µF/250 V	CMR 1/250/2
C87	Elektrolytkondensator	100+100 µF/350 V	CEG 21/100+100/350
C88	MP-Kondensator	1 µF/160 V	CMR 1/160/2
C89	Kf-Kondensator	2500 pF/250 V	CKS 2500/250
C90	MP-Kondensator	1 µF/160 V	CMR 1/160/2
C91	Keramik-Kondensator	27 pF	CCG 68/27
C92	Papier-Df-Kondensator	10 000 pF/300 V	CPD 10 000/300
C93	Ker. Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C94	Papierkondensator	5000 pF/400 V	CPK 5000/400
C95	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C96	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C97	Keramik-Kondensator	220 pF	CCH 68/220
C98	Keramik-Kondensator	220 pF	CCH 68/220
C99	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C100	Elektrolytkondensator	4 µF/350 V	CED 21/4/350
C101	Elektrolytkondensator	100 µF/100 V	CED 21/100/100
C103	Keramik-Kondensator	27 pF	CCH 68/27
C104	Keramik-Kondensator	33 pF	CCH 68/33
C105	Papier-Df-Kondensator	50 000 pF/300 V	CPD 50 000/300

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C106	Ker. Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C107	Ker. Df-Kondensator	5000 pF/500 V	CFR 1/5000/500
C108	Keramik-Kondensator	56 pF	CCH 31/56
C109	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C110	Keramik-Kondensator	10 pF	CCH 41/10
C111	Kf-Kondensator	500 pF/500 V	CKS 500/500
C112	Keramik-Kondensator	27 pF	CCG 68/27
C113	Keramik-Kondensator	56 pF	CCH 31/56
C114	Keramik-Kondensator	22 pF	CCH 31/22
C115	Keramik-Kondensator	220 pF	CCH 68/220
C116	Papierkondensator	50 000 pF/250 V	CPM 50 000/250
C117	Papier-Df-Kondensator	50 000 pF/300 V	CPD 50 000/300
C118	Papierkondensator	50 000 pF/250 V	CPM 50 000/250
C119	Papier-Df-Kondensator	50 000 pF/300 V	CPD 50 000/300
C120	Bypass-Kondensator	2500 pF/350 V	CBR 1/2500/350
C121	Papier-Df-Kondensator	50 000 pF/300 V	CPD 50 000/300
C122	Bypass-Kondensator	2500 pF/350 V	CBR 1/2500/350
C123	Papier-Df-Kondensator	50 000 pF/300 V	CPD 50 000/300
C124	Kf-Kondensator	1000 pF/500 V	CKS 1000/500
C125	Keramik-Kondensator	10 pF	CCG 41/10
C126	Papierkondensator	100 000 pF/250 V	CPK 100 000/250
C127	Keramik-Kondensator	2 pF	CCG 11/2
C128	Keramik-Kondensator	2 pF	CCG 68/2
C129	Papierkondensator	1000 pF/1000 V	CPK 1000/1000
C130	Kf-Kondensator	10 000 pF/250 V	CKS 10 000/250
C131	Keramik-Kondensator	10 pF	CCG 68/10
C132	Keramik-Kondensator	27 pF	CCG 68/27
C133	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C134	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C135	Elektrolytkondensator	2500 µF/35 V	CEE 21/2500/35
C136	Kf-Kondensator	2000 pF/125 V	CKD 2/2000/125
C137	Keramik-Kondensator	0,5 pF	CCG 11/0,5
C138	Keramik-Kondensator	33 pF	CCH 68/33
C139	Keramik-Kondensator	330 pF	CCH 68/330
C140	Keramik-Kondensator	330 pF	CCH 68/330
C141	Keramik-Kondensator	220 pF	CCG 91/220
C142	Keramik-Kondensator	10 pF	CCH 31/10
Gl 1	Germaniumdiode		2 x GK 0A 73
Gl 2	Germaniumdiode		E 4244 - 36
Gl 3	Hochspgs.-Gleichricht.	2000 V/2,5 mA	GNE 27/2000/2,5 D
Gl 4	Netzgleichrichter	4 x 360 V/100 mA	2 x GN 19/720/100 M
Gl 5	Netzgleichrichter	2 x 360 V/100 mA	GN 19/720/100 M
Gl 6	Netzgleichrichter	250 V/40 mA	GNE 14/250/40 M
Gl 7	Siliziumdiode		GK/0A 202
Gl 8	Germaniumdiode		E 4244 - 36
Gl 9	Germaniumdiode		E 4244 - 36
Gl 10	Germaniumdiode		GK AAZ 17
Gl 11	Germaniumdiode		GK AAZ 17
Gl 12	Germaniumdiode		E 4244 - 36
Gl 13	Netzgleichrichter	30 V / 2000 mA	GNB 11/30/2000 B
Gl 14	Zener-Diode		GK/0A 126/4
Gl 15	Hochspgs.-Gleichricht.	2000 V/2,5 mA	GNE 27/2000/2,5 D
L1	Oszillatorspule		BV 105 745
L2	Koppelspule		BV 105 746
L3	Entzerrerspule		BV 105 747
L4	Kettenspule		BV 105 748
L5	Kettenspule		BV 105 748
L6	Kettenspule		BV 105 748
L7	Kettenspule		BV 105 748
L8	Kettenspule		

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
L9	Kettenspule		
L10	Kettenspule		
L11	Kettenspule		
L12	Kettenspule		BV 105 749
L13	Kettenspule		
L14	Kettenspule		
L15	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L16	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L17	Wobbelspule		BV 100 743
L18	Oszillatorspule		BV 105 750
L19	Koppelspule		BV 105 750
L20	Oszillatorspule		BV 104 701
L21	Koppelspule		BV 104 701
L22	Wobbelspule		BV 100 743
L23	Wobbelspule		BV 100 743
L24	Oszillatorspule		BV 112 317
L25	Oszillatorspule		BV 112 318
L26	Wobbelspule		BV 100 743
L27	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L28	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L29	Siebdrossel		DB 125/2
L30	Siebdrossel		DB 125/2
L31	Horizontalablenkspule		E 415 - 50
L32	Vertikalablenkspule		E 415 - 50
L33	Focussierspule		BV 105 970
L34	Kreisspule		BV 104 709
L35	Kreisspule		BV 104 706

0 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
L36	Kreisspule		BV 104 704
L37	Entzerrerspule		BV 104 708
L38	Entzerrerspule		BV 104 707
L39	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L40	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L41	Hochfr.-Drossel		DUF 311/20
L42	Drossel		BV 112 350
L43	Drossel		BV 112 350
L44	Ferritrohr		MFR 04131/3
Mo1	Lüftermotor		ZAM 17 001 mit Flügel ZV 220/10-1
M1	Ionenfallenmagnet		4244 - 8.12
Q1	Steuerquarz	10 MHz	QA 206300/10 000
Q2	Steuerquarz	1 MHz	QA 206300/1000
R1	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,5 W	WF 5 k/0,5
R2	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R3	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R4	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R5	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R6	Schichtwiderstand	100 Ω/0,25 W	WF 100/0,25
R7	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,25 W	WF 50 k/0,25
R8	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R9	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R10	Schichtwiderstand	250 Ω/0,25 W	WF 250/0,25
R11	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R12	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R13	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,25 W	WF 10 k/0,25
R14	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R15	Schichtwiderstand	1,25 kΩ/0,5 W	WF01,25 k/0,5

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R16	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R17	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,5 W	WF 200 k/0,5
R18	Schichtwiderstand	16 kΩ/0,25 W	WF 16 k/0,25
R19	Schichtwiderstand	250 kΩ/0,5 W	WF 250 k/0,5
R20	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R21	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R22	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R23	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R24	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R25	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R26	Schichtwiderstand	10 Ω/0,05 W	WFA 10/0,05
R27	Schichtwiderstand	600 Ω/0,25 W	WF 600/0,25
R28	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R29	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R30	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R31	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R32	Schichtwiderstand	200 Ω/1 W	WF 200/1
R33	Schichtwiderstand	60 Ω/0,25 W	WF 60/0,25
R34	Schichtwiderstand	60 Ω/0,25 W	WF 60/0,25
R35	Schichtwiderstand	5 Ω/0,05 W	WF 5/0,05
R36	Schichtwiderstand	5 Ω/0,05 W	WF 5/0,05
R37	Schichtwiderstand	5 Ω/0,05 W	WF 5/0,05
R38	Schichtwiderstand	5 Ω/0,05 W	WF 5/0,05
R39	Schichtwiderstand	160 Ω/0,05 W	WFA 160/0,05
R40	Schichtwiderstand	160 Ω/0,05 W	WFA 160/0,05
R41	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,25 W	WF 10 k/0,25
R42	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,5 W	WFO 5 k/0,5

0 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R43	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,5 W	WFO 5 k/0,5
R44	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R45	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R46	Schichtwiderstand	125 Ω/0,25 W	WF 125/0,25
R47	Schichtwiderstand	2,5 kΩ/0,5 W	WFO 2,5 k/0,5
R48	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R49	Schichtwiderstand	12,5 kΩ/0,1 W	WFA 12,5 k/0,1
R50	Schichtwiderstand	2 kΩ/0,5 W	WFO 2 k/0,5
R51	Schichtwiderstand	200 Ω/0,25 W	WF 200/0,25
R52	Schichtwiderstand	60 Ω ± 0,5 %/1 W	WFK 611/60/0,5/1
R53	Schichtwiderstand	25 kΩ/0,25 W	WF 25 k/0,25
R54	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R55	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R56	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R57	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R58	Schichtwiderstand	100 Ω/0,25 W	WF 100/0,25
R59	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R60	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R61	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R62	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R63	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R64	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,5 W	WF 10 k/0,5
R65	Schichtwiderstand	6 MΩ/0,5 W	WF 6 M/0,5
R66	Schichtwiderstand	6 MΩ/0,5 W	WF 6 M/0,5
R67	Drahtwiderstand	3 kΩ/12 W	WV 12/3 k
R68	Draht-Drehwiderstand	100 Ω lin.	WR 4/100
R69	Draht-Drehwiderstand	100 Ω lin.	WR 4/100

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R70	Schicht-Drehwiderstand	50 kΩ lin.	E 415 - 40.1/50 k
R71	Schicht-Drehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 7126/2,5 k
R72	Schichtwiderstand	8 kΩ/1 W	WF 8 k/1
R73	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ lin.	WS 7122 F/10 k
R74	Schichtwiderstand	20 kΩ/0,5 W	WF 20 k/0,5
R75	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,25 W	WF 200 k/0,25
R76	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R77	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R78	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R79	Schicht-Drehwiderstand	500 kΩ lin.	WS 9122 F/500 k
R80	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R81	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,5 W	WF 100 k/0,5
R82	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R83	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,5 W	WF 500 k/0,5
R84	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R85	Schichtwiderstand	400 kΩ/0,5 W	WF 400 k/0,5
R86	Schicht-Drehwiderstand	500 kΩ lin.	WS 7122 F/500 k
R87	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,25 W	WF 10 k/0,25
R88	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,25 W	WF 50 k/0,25
R89	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R90	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R91	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R92	Schichtwiderstand	115 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R93	Schichtwiderstand	115 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R94	Schichtwiderstand	115 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R95	Schichtwiderstand	115 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R96	Schichtwiderstand	115 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R97	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R98	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R99	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R100	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R101	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R102	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R103	Schichtwiderstand	115 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/115/1/0,1
R104	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R105	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R106	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R107	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R108	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R109	Schichtwiderstand	85,3 Ω ±1%/0,1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R110	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,25 W	WF 100 k/0,25
R111	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R113	Schicht-Drehwiderstand	25 kΩ lin.	WS 9122 F/25 k
R114	Schichtwiderstand	30 kΩ/0,5 W	WF 30 k/0,5
R115	Schichtwiderstand	400 kΩ/0,25 W	WF 400 k/0,25
R116	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R117	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,5 W	WF 200 k/0,5
R118	Schichtwiderstand	30 Ω/0,5 W	WF 30/0,5
R119	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,05 W	WFA 100 k/0,05
R120	Schichtwiderstand	60 Ω ±0,5%/1 W	WFK 611/60/0,5/1
R121	Schicht-Drehwiderstand	500 kΩ log.	WS 7226/500 k
R122	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R123	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R124	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,5 W	WF 200 k/0,5
R125	Schichtwiderstand	125 kΩ/0,5 W	WF 125 k/0,5
R126	Schichtwiderstand	1,25 MΩ/0,25 W	WF 1,25 M/0,25
R127	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25	WF 1 k/0,25
R128	Schichtwiderstand	20 MΩ/0,5	WF 20 M/0,5
R129	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,25 W	WF 5 k/0,25
R130	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R131	Schichtwiderstand	60 kΩ/0,5 W	WF 60 k/0,5
R132	Schichtwiderstand	250 kΩ/0,5 W	WF 250 k/0,5
R133	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,5 W	WF 5 k/0,5
R134	Schichtwiderstand	20 kΩ/0,25 W	WF 20 k/0,25
R135	Schichtwiderstand	1,6 MΩ/0,25 W	WF 1,6 M/0,25
R136	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R137	Schichtwiderstand	2,5 MΩ/0,5 W	WF 2,5 M/0,5
R138	Schichtwiderstand	25 kΩ/0,5 W	WF 25 k/0,5
R139	Schichtwiderstand	4 kΩ/0,5 W	WF 4 k/0,5
R140	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R141	Draht-Drehwiderstand	50 Ω lin.	WR 4/50
R142	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,25 W	WF 40 k/0,25
R143	Schichtwiderstand	125 Ω/0,25 W	WF 125/0,25
R144	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,25 W	WF 100 k/0,25
R145	Schichtwiderstand	125 kΩ/0,5 W	WF 125 k/0,5
R146	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,25 W	WF 200 k/0,25
R147	Schichtwiderstand	60 Ω/0,25 W	WF 60/0,25
R148	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R149	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R150	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k
R151	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R152	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R153	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R154	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R155	Schichtwiderstand	160 kΩ/0,5 W	WF 160 k/0,5
R156	Schichtwiderstand	30 kΩ/0,5 W	WF 30 k/0,5
R157	Schichtwiderstand	3 kΩ/0,25 W	WF 3 k/0,25
R158	Schichtwiderstand	600 kΩ/0,5 W	WF 600 k/0,5
R159	Schichtwiderstand	250 kΩ/0,5 W	WF 250 k/0,5
R160	Schicht-Drehwiderstand	250 kΩ lin.	WS 7126/250 k
R161	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R162	Schichtwiderstand	200 Ω/0,5 W	WF 200/0,5
R163	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R164	Drahtwiderstand	10 kΩ/10 W	WR 10 F/10 k
R165	Schichtwiderstand	800 kΩ/0,25 W	WF 800 k/0,25
R166	Schichtwiderstand	250 kΩ/0,5 W	WF 250 k/0,5
R167	Schicht-Drehwiderstand	50 kΩ lin.	WS 7122 F/50 k
R168	Schicht-Drehwiderstand	50 kΩ lin.	WS 7122 F/50 k
R169	Schicht-Drehwiderstand	500 kΩ log.	WS 7226/500 k
R170	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R171	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,5 W	WF 200 k/0,5
R172	Schichtwiderstand	125 kΩ/0,5 W	WF 125 k/0,5
R173	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R174	Schichtwiderstand	1,25 MΩ/0,25 W	WF 1,25 M/0,25
R175	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R176	Schichtwiderstand	20 MΩ/0,5 W	WF 20 M/0,5
R177	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R178	Schichtwiderstand	60 kΩ/0,5 W	WF 60 k/0,5
R179	Schichtwiderstand	250 kΩ/0,5 W	WF 250 k/0,5

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R180	Schichtwiderstand	5 kΩ/0,5 W	WF 5 k/0,5
R181	Schichtwiderstand	20 kΩ/0,25 W	WF 20 k/0,25
R182	Schichtwiderstand	1,6 MΩ/0,25 W	WF 1,6 M/0,25
R183	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R184	Schichtwiderstand	2,5 MΩ/0,5 W	WF 2,5 M/0,5
R185	Schichtwiderstand	25 Ω/0,25 W	WF 25/0,25
R186	Schichtwiderstand	4 kΩ/0,5 W	WF 4 k/0,5
R187	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R188	Schichtwiderstand	160 kΩ/0,5 W	WF 160 k/0,5
R189	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R190	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,25 W	WF 40 k/0,25
R191	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R192	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,5 W	WF 10 k/0,5
R193	Schichtwiderstand	10 kΩ/0,5 W	WF 10 k/0,5
R194	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,5 W	WF 500 k/0,5
R195	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R196	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R197	Schichtwiderstand	800 kΩ/0,25 W	WF 800 k/0,25
R198	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R199	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R200	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R201	Schichtwiderstand	600 kΩ/0,25 W	WF 600 k/0,25
R202	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R203	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R204	Schichtwiderstand	600 kΩ/0,25 W	WF 600 k/0,25
R205	Schichtwiderstand	400 kΩ/0,25 W	WF 400 k/0,25
R206	Schichtwiderstand	1,25 MΩ/0,25 W	WF 1,25 M/0,25

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R207	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R208	Schichtiwderstand	10 kΩ/0,5 W	WF 10 k/0,5
R209	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R210	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R211	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,5 W	WF 500 k/0,5
R212	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R213	Schichtwiderstand	30 Ω/0,25 W	WF 30/0,25
R214	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R215	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,1 W	WFA 1 k/0,1
R216	Schichtwiderstand	30 kΩ/0,5 W	WF 30 k/0,5
R217	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,5 W	WF 100 k/0,5
R218	Schicht-Drehwiderstand	25 kΩ lin.	WS 7122 F/25 k
R219	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R220	Schichtwiderstand	12,5 kΩ/0,5 W	WF 12,5 k/0,5
R221	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R222	Drahtwiderstand	10 kΩ/10 W	WR 10/10 k
R223	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,5 W	WF 200 k/0,5
R224	Schicht-Drehwiderstand	50 kΩ lin.	WS 7126/50 k
R225	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,25 W	WF 200 k/0,25
R226	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R227	Schichtwiderstand	40 kΩ/0,5 W	WF 40 k/0,5
R228	Schichtwiderstand	1 kΩ/0,25 W	WF 1 k/0,25
R229	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,5 W	WF 500 k/0,5
R230	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R231	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R232	Schichtwiderstand	200 Ω/0,25 W	WF 200/0,25
R233	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,25 W	WF 50 k/0,25

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R234	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,25 W	WF 200 k/0,25
R235	Schichtwiderstand	200 Ω/0,25 W	WF 200/0,25
R236	Schichtwiderstand	20 kΩ/0,5 W	WF 20 k/0,5
R237	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R238	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,25 W	WF 100 k/0,25
R239	Schichtwiderstand	200 Ω/0,25 W	WF 200/0,25
R240	Schichtwiderstand	60 Ω/0,25 W	WF 60/0,25
R241	Schichtwiderstand	60 kΩ/0,5 W	WF 60 k/0,5
R242	Schichtwiderstand	100 Ω/0,25 W	WF 100/0,25
R243	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,1 W	WFA 50 k/0,1
R244	Schichtwiderstand	160 kΩ/0,25 W	WF 160 k/0,25
R245	Schichtwiderstand	2 MΩ/0,25 W	WF 2 M/0,25
R246	Schichtwiderstand	2,5 kΩ/0,25 W	WF 2,5 k/0,25
R247	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,25 W	WF 100 k/0,25
R248	Schichtwiderstand	100 kΩ/0,25 W	WF 100 k/0,25
R249	Schichtwiderstand	300 kΩ/0,25 W	WF 300 k/0,25
R250	Schichtwiderstand	200 kΩ/0,25 W	WF 200 k/0,25
R251	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,25 W	WF 500 k/0,25
R252	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R253	Schichtwiderstand	500 kΩ/0,5 W	WF 500 k/0,5
R254	Schicht-Drehwiderstand	25 kΩ lin.	WS 7126/25 k
R255	Schichtwiderstand	300 Ω/0,5 W	WFO 300/0,5
R256	Schichtwiderstand	800 Ω/0,5 W	WFO 800/0,5
R257	Schichtwiderstand	4 kΩ/0,5 W	WFO 4 k/0,5
R258	Draht-Drehwiderstand	100 Ω lin.	WR 4 F/100
R259	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k
R260	Schichtwiderstand	1,6 kΩ/0,5 W	WF 1,6 k/0,5

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R261	Schicht-Drehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R262	Schicht-Drehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R263	Schicht-Drehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R264	Schicht-Drehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R265	VDR-Widerstand		WUC 41031
R266	VDR-Widerstand		WUC 31241
R267	Schichtwiderstand	500 Ω/0,25 W	WF 500/0,25
R268	Schicht-Drehwiderstand	500 Ω lin.	WS 7126/500
R269	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ lin.	E 415 - 40.2/10 k
R270	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R271	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R272	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R273	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R274	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R275	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R276	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R277	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R278	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R279	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R280	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R281	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R282	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R283	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R284	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R285	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R286	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R287	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R288	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R289	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R290	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R291	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R292	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R293	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R294	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R295	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R296	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R297	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R298	Schichtwiderstand	6,8 Ω ±1 %/0,1 W	WFS 5/6,8/1/0,1
R299	Schichtwiderstand	1,06 kΩ ±1 %/0,1 W	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R300	Schichtwiderstand	300 Ω ±1 %/0,25 W	WFK 613/300/1/0,25
R301	Schichtwiderstand	15 Ω ±1 %/0,25 W	WFK 613/15/1/0,25
R302	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,5 W	WF 50 k/0,5
R303	Schichtwiderstand	50 kΩ/0,25 W	WF 50 k/0,25
R304	Schichtwiderstand	15 Ω ±1 %/0,25 W	WFK 613/15/1/0,25
R305	Schichtwiderstand	125 Ω/0,1 W	WF 125/0,1
R306	Schichtwiderstand	400 Ω/0,1 W	WF 400/0,1
R307	Schicht-Drehwiderstand	500 Ω lin.	WS 9122 F/500
R308	Schichtwiderstand	125 Ω/0,1 W	WF 125/0,1
R309	Schichtwiderstand	800 Ω/0,1 W	WF 800/0,1
R310	Schichtwiderstand	10 Ω/0,1 W	WF 10/0,1
Rl 1	Skalenlampe		RL 163
Rl 2	Skalenlampe		RL 163
Rl 3	Kontrollampe		RL 163
Rs1	Relais		RSS 130042
Rs2	Relais		RSS 130042
Rs3	Relais		RSS 130042
Rs4	Relais		RSS 130042

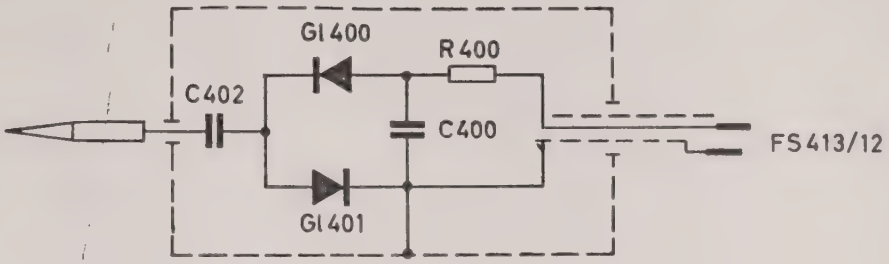
Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
Rs5	Relais		RSS 130042
Rs6	Relais		RSS 130042
Rs7	Relais		RSS 130042
Rs8	Relais		RSS 130042
Rö1	Doppeltriode		ECC 81
Rö2	Breitbandpentode		E 180 F
Rö3	Breitbandpentode		E 180 F
Rö4	Breitbandpentode		E 180 F
Rö5	Breitbandpentode		E 180 F
Rö6	Breitbandpentode		E 180 F
Rö7	Breitbandpentode		E 180 F
Rö8	Doppeltriode		E 88 CC
Rö9	Doppeltriode		E 88 CC
Rö10	Doppeltriode		ECC 81
Rö11	Doppeltriode		ECC 81
Rö12	NF-Pentode		EF 804 S
Rö13	Fernsehbild-Röhre		MW 36 - 44 oder 14 M 10 P 4
Rö14	NF-Pentode		EF 86
Rö15	Doppeltriode		ECC 81
Rö16	Doppeltriode		ECC 81
Rö17	Doppeltriode		EAA 91
Rö18	Doppeltriode		ECC 81
Rö19	Endpentode		EL 84
Rö20	NF-Pentode		EF 86
Rö21	Doppeltriode		ECC 81
Rö22	Doppeltriode		ECC 81
Rö23	Doppeltriode		ECC 81

Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
Rö24	Doppeltriode		ECC 81
Rö25	Doppeltriode		ECC 81
Rö26	Doppeltriode		ECC 81
Rö27	Breitbandpentode		E 180 F
Rö28	Breitbandpentode		E 180 F
Rö29	Doppeltriode		ECC 81
Rö30	Endpentode		EL 86
Rö31	Endpentode		EL 86
Rö32	NF-Pentode		EF 804 S
Rö33	Stabilisatorröhre		85 A 2
Rö34	Stabilisatorröhre		85 A 2
Rö35	Endpentode		EL 95
S1	1-db-Teiler		4244 - 31
S2	10-db-Teiler		4244 - 30
S3	Kleinstufenschalter		SRW 14320
S4	Kleinstufenschalter		SRW 14220
S5	Kleinstufenschalter		SRW 14220
S6	Kleinstufenschalter		SRW 14220
S7	Netzschalterkombination		SRK 1
Si1	Schmelzeinsatz		1 C DIN 41571
Tr1	Netztransformator		BV 104 501
Tr2	Wobbeltransformator		BV 112 114

50 x 100 S; ROHDE & SCHWARZ, MÜNCHEN

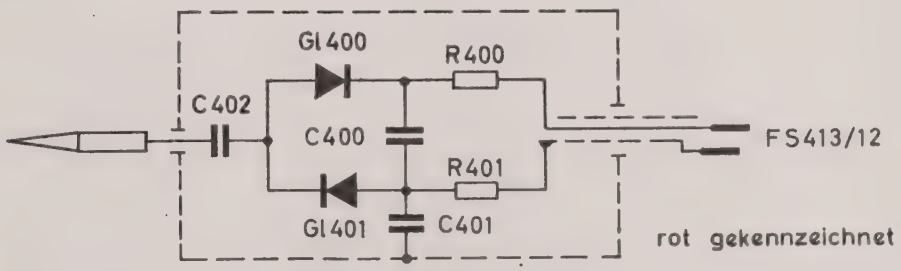
Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
T1	Transistor		GT/OC 604 spez.
T2	Transistor		GT/OC 604 spez.
T3	Transistor		GT/AD 130 V

Stromlauf und Schaltteilliste zum HF-Tastkopf BN 42443



Kenn-zei-chen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C400	Keramikkondensator	220 pF	CCG 91/220
C402	Keramikkondensator	220 pF	CCG 91/220
Gl400	Germanium-Diode		GK AAZ 10
Gl401	Germanium-Diode		GK AAZ 10
R400	Schichtwiderstand	12,5 kΩ/0,05 W	WF 12,5 k/0,05

Stromlauf und Schaltteilliste zum HF-Tastkopf BN 42444



C400	Keramikkondensator	220 pF	CCG 91/220
C401	Keramikkondensator	2200 pF	CCG 91/2200
C402	Keramikkondensator	220 pF	CCG 91/220
Gl400	Germanium-Diode		GK AAZ 10
Gl401	Germanium-Diode		GK AAZ 10
R400	Schichtwiderstand	12,5 kΩ/0,05 W	WF 12,5 k/0,05
R401	Schichtwiderstand	30 Ω/0,05 W	WF 30/0,05

Instruction Book

POLYSKOP
Type SWOB

BN 4244/50 BN 4244/60 BN 4244/75

Note: Always quote the Type and Order Number (BN) in addition to the Serial Number (FNr.) of the set when asking for technical information and, in particular, when ordering repair parts.

Edition R 9253/564 d/e
S. 120

Table of Contents

		Page
1.	What is the POLYSKOP	125
1.1	Short General Description	125
1.2	Technical Data of the POLYSKOP	127
2.	Operating Instructions for the POLYSKOP	129
2.1	Preparation for Use	129
2.2	Functional Check, Short-circuit Measurement	129
2.2.1	Checking the EMF	129
2.2.2	Measurement of the Ouput Voltage (E_{out})	130
2.2.3	Measurement of the Short-circuit Frequency Response	131
2.2.4	Display of Two Voltage Variables	131
2.3	Adjustment of Sweep Width	132
2.4	Applying an External Marker	132
2.5	Modulation Input	132
2.6	Measuring with the RF Diode Probe	133
2.7	Investigations on Test Items with Built-in Rectifiers	133
2.8	Response Amplitude Measurements	134
3.	Examples of Application	136
3.1	Measurement of a Single Tuned Circuit	136
3.1.1	Connecting the Signal Generator of the Polyskop to the Test Item	136
3.1.2	Measuring the Resonance Frequency	136
3.1.3	Measuring the Q of a Tuned Circuit	137
3.1.4	Possibility of Measuring Errors	137
3.2	Measurements on Bandpass Filter	137
3.2.1	Test Setup	139
3.2.2	Measuring the Bandwidth	139
3.2.3	Adjusting the Coefficient of Coupling of a Bandpass Filter	139
3.2.4	Possibility of Measuring Errors	139
3.2.5	Measuring and Aligning Multistage IF Amplifiers	141
3.3	Limiters and Discriminators	141
3.3.1	Limiters	141
3.3.2	Discriminators	141
3.3.3	Possibility of Measuring Errors	142
3.4	Filter Alignment	143

Page

3.4.1 Connecting the Test Item 143
3.4.2 Measurements 144
3.4.3 Interpretation of the Measurement Results 144
3.4.4 Filter Adjustment Against a Standard 144
3.4.5 Possibility of Measuring Errors 144
3.5 Measuring the Gain of an Amplifier Stage 145
3.6 Video and Distributed Amplifiers 145
3.6.1 Possibility of Measuring Errors 146
3.7 Determining the Frequency of a Signal Source 146
3.7.1 Method of Measurement 146
3.7.2 Test Setup 146
3.8 Checking the Frequency Calibration on Receivers 147
3.9 Alignment of Television Receiver Components 148
3.10 Measurements on Multicouplers 148
3.11 Locating Bad Earthing Conditions 148
3.11.1 Test Setup 148
3.11.2 Posibility of Measuring Errors 149
3.12 Measurements on Cables, Cable Connectors and Termination Impedances 149
3.12.1 Measuring Technique and Test Setup 151
3.12.2 Determination of the Characteristic Impedance Z_o 151
3.12.3 Determining the Dielectric Constant 152
3.12.4 Determining Cable Attenuation 153
3.12.5 Determining the Homogeneity 153
3.12.6 Measuring with a Mismatched Cable 154
3.12.7 Determining the Phase Angle of the Reflection Coefficient . . 158
3.12.8 Possibilities of Measuring Errors 158

4. How to Avoid Measuring Errors 159

4.1 Measuring Errors Caused by Using an Excessive Sweep Width . . 160
4.2 Overdriving the Test Item 160
4.3 Measuring Errors Caused by Distortion 160
4.4 Hum and RF Pickup 161
4.5 Measuring Errors Caused by Overdriving the Vertical Deflection Amplifier 161
4.6 Measuring Errors Caused by Oscillator Pickup 162
4.7 The POLYSKOP is not Suitable for the Following Measurements. . 162

Page

Index for Circuit Description 163

5. Circuit Description 165

5.1 Signal Generator Section 165
5.2 Display Section 172
5.3 The Marker Generator 177
5.4 Power Supply 178

6. Specifications 182

6.1 Sweep Signal Generator 182
6.2 Display Section 183
6.3 Picture Tube Assembly 184
6.4 Common Data 185
6.5 Accessories 186
6.6 Recommended Accessories 186

7. Maintenance of the POLYSKOP 188

7.1 Picture Tube 188
7.2 Replacing the Picture Tube 188
7.3 Adjusting the Ion-trap Magnet 189
7.4 Adjusting the Display Position 189
7.5 Adjusting the Focus Coil 189
7.6 Replacing the Valves in the POLYSKOP 190
7.7 Replacing the Transistors 190
7.8 Replacing the Graticule Illumination Lamps 190
7.9 Replacing and Cleaning the Graticule 191
7.10 Hints for Proper Operation 191
7.10.1 Operation from Low AC Supply Voltage 191
7.10.2 Overloading the Oscillator Valves 191

8. Repairing the POLYSKOP 192

8.1 Adjusting the Regulated Anode Supply Voltage 192
8.2 Adjusting the Regulated Heater Voltage 192
8.3 Testing the Voltage Values 192
8.4 RF Oscillators 192
8.5 Setting the RF Output Voltage 193
8.6 Replacing the Measuring Diodes 193

Page

8.6.1 Control Diode 193
8.6.2 Diodes Located in the RF Output and RF Input Measuring Heads 193
8.7 O-Reference Line Adjustment 194
8.8 Equal Display Amplitudes for Positive or Negative Signals . . 195
8.9 Marker Generator 195
8.10 Adjusting the Display Width 195
8.11 Adjusting the Keying Phase 195
8.12 Adjustment of the Sweep-Width Linearity 196

9. The Fundamentals of the Sweep Frequency Method with its Limitations 199

9.1 Introduction 199
9.2 Sine-wave Frequency Sweep 201
9.3 Detection and Indication of the Measured Values 204
9.4 Diode Detectors and Vertical-Deflection Amplifiers with Inadequate Bandwidths 205
9.5 Effect of an Excessive Sweep Rate upon the Measurements . . . 205
9.6 Effect of Distortion in the Measuring Signal upon the Measurements 207
9.7 Behaviour of Diodes Measuring Signals containing Distortion . 209

10. Photographing the Display on the POLYSKOP 210

11. References 213

12. Table of Replaceable Parts of the Type SWOB 214

Circuit Diagrams and Table of Replaceable Parts for RF Diode Probe . 237

Circuit Diagram for Type SWOB 238

1. What is the POLYSKOP

1.1 Short General Description (see Fig. 1)

The POLYSKOP is a practical test set which combines in a single instrument the individual pieces of test equipment needed for exact voltage/frequency measurements. The frequency range extends from 500 kc to 400 Mc.

The pictorial diagram of Fig. 1 shows a measurement being made with and without the POLYSKOP. From this diagram you can readily see the conveniences that the POLYSKOP will offer you. The POLYSKOP combines the following pieces of equipment:

A S i g n a l G e n e r a t o r with the frequency range extending from 500 kc to 400 Mc, whose EMF must be held constant throughout the entire frequency range ...

The signal generator incorporated in the POLYSKOP offers the great advantage that the tedious work required to keep the EMF at a constant value is done by an automatic control circuit.

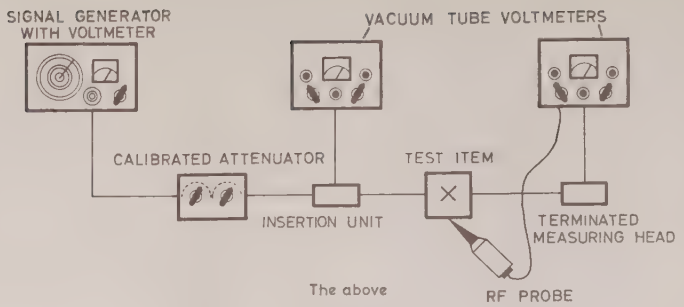
A C a l i b r a t e d A t t e n u a t o r , with the help of which you can set the desired signal-generator output voltage . . . . . .

This attenuator of the POLYSKOP permits the voltage to be varied in 1-db and 10-db steps between 0 and -70 db (0 db referred to 0.5 V_{rms}).

A V a c u u m - t u b e V o l t m e t e r which measures the test-item input voltage as a function of frequency by means of a diode in an insertion unit . .

is also incorporated in the POLYSKOP, which makes it possible to avoid many sources of error caused by the manner in which the test item is connected.

A V a c u u m - t u b e V o l t m e t e r in conjunction with a terminated measuring head or an RF probe, which indicates the voltage as a function of frequency at the output of the test item . . . . . .



The above
TEST SET-UP
consisting of
several signal generators for the entire range from 0.5 to 400 Mc,
a calibrated attenuator,
a vacuum-tube voltmeter with an insertion unit
and a vacuum-tube voltmeter with a terminated measuring head
or diode probe

is replaced by
one single instrument

POLYSKOP

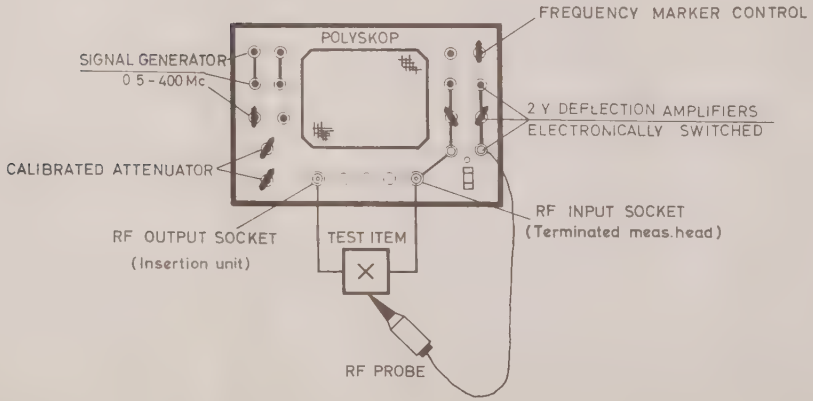


Fig. 1

is also contained in the POLYSKOP, the measuring sensitivity lying far above that of a normal broad-band VTVM.

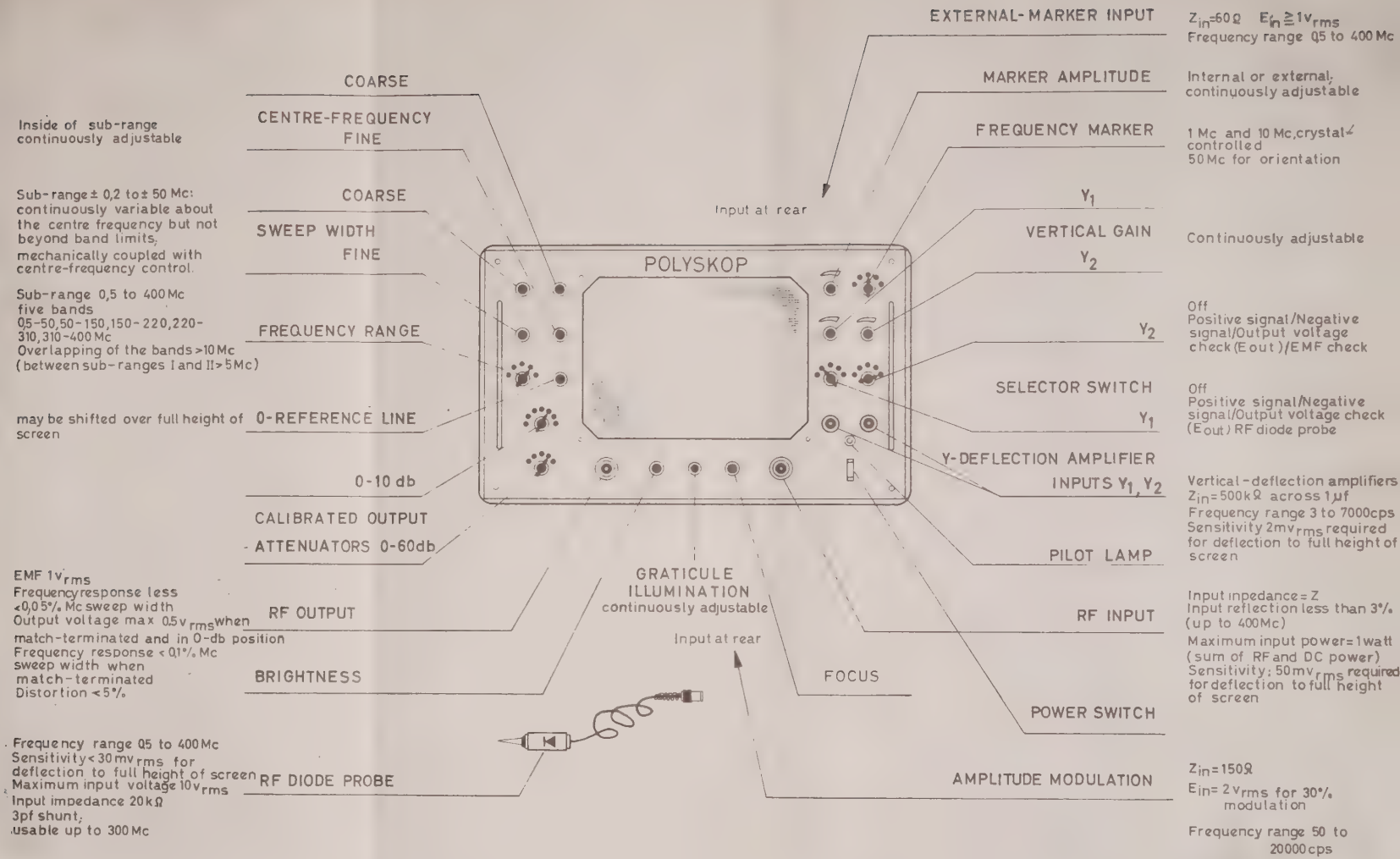
Finally, the POLYSKOP contains various F r e q u e n c y M a r k e r s , which are useful for many other purposes besides the exact measurement of frequency.

Everything that you need for the accomplishment of exact measurements in the high- and video-frequency ranges is built into the POLYSKOP. In addition, the POLYSKOP automatically displays t w o v a r i a b l e s at the same time on a large picture screen. With the POLYSKOP, you are able to do many measurements in a fraction of the time necessary for point-by-point methods, and the results are just as accurate as those obtained from a test setup put together with considerable effort.

Sections 3. and 4. of this instruction book are devoted to the question of how you can recognize measurement errors and avoid them. Also mentioned are measurements for which the POLYSKOP is unsuited. Finally, we recommend that you read over the fundamentals of sweep-frequency measurements found in section 9. of this instruction book where everything worth knowing is consolidated. This will make it easy for you to apply the POLYSKOP successfully to your problem.

1.2 Technical Data of the POLYSKOP (see Fig. 2)

In Fig. 2 you will find the technical data of the POLYSKOP as well as the locations of the outer connections and control knobs. Sections 5. and 6. contain further information on the technical characteristics and the recommended accessories.


EXTERNAL-MARKER INPUT
Z_{in}=60Ω E_{in}≧1v_{rms}
Frequency range 0.5 to 400 Mc
MARKER AMPLITUDE
Internal or external; continuously adjustable
FREQUENCY MARKER
1 Mc and 10 Mc, crystal-controlled
50 Mc for orientation
Input at rear
Y_1
VERTICAL GAIN
Y_2
Continuously adjustable
COARSE
CENTRE-FREQUENCY
FINE
Inside of sub-range continuously adjustable
COARSE
SWEEP WIDTH
FINE
Sub-range ± 0,2 to ± 50 Mc: continuously variable about the centre frequency but not beyond band limits; mechanically coupled with centre-frequency control.
POLYSKOP
Sub-range 0,5 to 400 Mc five bands 0.5-50, 50-150, 150-220, 220-310, 310-400 Mc
Overlapping of the bands >10 Mc (between sub-ranges I and II > 5 Mc)
FREQUENCY RANGE
Y_2
Off
Positive signal/Negative signal/Output voltage check (E_{out})/EMF check
SELECTOR SWITCH
Y_1
Off
Positive signal/Negative signal/Output voltage check (E_{out}) RF diode probe
may be shifted over full height of screen
0-REFERENCE LINE
Y-DEFLECTION AMPLIFIER
INPUTS Y_1, Y_2
Vertical-deflection amplifiers
Z_{in}=500kΩ across 1μf
Frequency range 3 to 7000cps
Sensitivity 2mv_{rms} required for deflection to full height of screen
0-10 db
CALIBRATED OUTPUT
- ATTENUATORS 0-60db
PILOT LAMP
GRATICULE ILLUMINATION
continuously adjustable
EMF 1v_{rms}
Frequency response less <0,05% Mc sweep width
Output voltage max 0.5v_{rms} when match-terminated and in 0-db position
Frequency response <0,1% Mc sweep width when match-terminated
Distortion <5%
RF OUTPUT
Input at rear
RF INPUT
Input impedance = Z
Input reflection less than 3% (up to 400Mc)
Maximum input power = 1 watt (sum of RF and DC power)
Sensitivity: 50mv_{rms} required for deflection to full height of screen
BRIGHTNESS
FOCUS
POWER SWITCH
Frequency range 0.5 to 400 Mc
Sensitivity < 30mv_{rms} for deflection to full height of screen
Maximum input voltage 10v_{rms}
Input impedance 20kΩ
3pf shunt;
usable up to 300 Mc
RF DIODE PROBE
AMPLITUDE MODULATION
Z_{in}=150Ω
E_{in}= 2v_{rms} for 30% modulation
Frequency range 50 to 20000cps

R 9253
564
Bl. 128

Fig.2 Technical data of the POLYSKOP

2. Operating Instructions for the POLYSKOP

2.1 Preparation for Use

The POLYSKOP Type SWOB leaves our factory adjusted for operation from 220 v AC. To adjust it for 115 v, 125 v or 235 v, remove the chassis from its cabinet and insert the proper fuse into the clips marked on the fuse panel to correspond with the local AC supply voltage. The fuse panel is located above the power transformer. The fuse rating is 2 amperes for 115 v and 125 v; for 220 v and 235 v, it is 1 ampere.

Plug the power cord LK 333 supplied with the set into the receptacle at the rear of the POLYSKOP. The positions of the control knobs and connections can be seen from Fig. 5.

Put the power switch (14) up for onwards. The pilot lamp (15) indicates that voltage is applied to the set. Allow one minute for warming up and turn the BRIGHTNESS control clockwise until the horizontal 0-reference line appears on the screen. Adjust the FOCUS control (12) for minimum thickness of the trace. Until the set is completely warmed up, it is necessary to readjust the FOCUS control several times. Vertical positioning of the 0-reference line is possible with the 0-LINE control (6). Normally, this line is brought to coincidence with the engraved zero line of the graticule. Should the 0-reference line be slanted, please read sections 7. and 8., "Maintenance and Repair".

2.2 Functional Check, Short-circuit Measurement

We recommend that the POLYSKOP be checked for proper operation by means of a short-circuit measurement before putting the set into use.

2.2.1 Checking the EMF

The EMF of the built-in signal generator is held constant with the aid of an automatic control circuit. It is possible to make the following check to convince yourself that the EMF exhibits no frequency response:

(1) Set the OUTPUT ATTENUATOR (8) to at least 40 db.
(2) Turn the Y_1 selector switch (18) to its position "OFF".
(3) Turn the Y_2 selector switch (19) to its position "EMF".
(4) Advance the Y_2 gain control (20) until the EMF curve is displayed.

With maximum sweep width (SWEEP WIDTH controls (3) and (4) turned completely clockwise) and the CENTRE FREQUENCY controls (1) and (2) placed in their middle positions, the EMF curve should not exhibit any noticeable frequency response+ in any of the five ranges of the POLYSKOP. The two horizontal lines shown in Fig. 3 are visible in the frequency range between 50 and 400 Mc. During the flyback period, the RF oscillators are keyed off so that the O-reference line is seen.

Fig. 3

In the frequency range 0.5 to 50 Mc, the display appears somewhat different (see Fig. 4). The sharp break at the left-hand side is caused by the lower limit frequency at 0.5 Mc; the fall-off at the right-hand side is caused by the upper limit frequency at approx. 55 Mc.

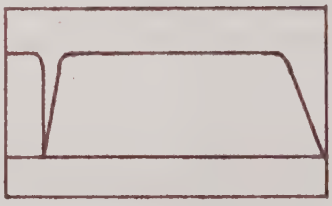


Fig. 4

By manipulating the CENTRE FREQUENCY (1) - (2) and the SWEEP WIDTH (3) - (4) controls you can obtain any desired frequency sub-range within the specified frequency limits. The coarse controls for the centre frequency (2) and the sweep width (3) are mechanically coupled together in such a manner that an erroneous adjustment is not possible. Depending upon the adjusted amount of sweep width, the tuning range of the centre frequency is reduced so that exceeding the range limits - governed by the sweeping technique used in the POLYSKOP - is not possible.

2.2.2 Measurement of the Output Voltage (E_{out})

First terminate the POLYSKOP RF output (9) with a good resistor such as our UHF Standard Resistors Type RMD. Next switch the OUTPUT ATTENUATOR (7) - (8) to 0 DB and place one of the two selector switches (18) or (19) in the position "E_{OUT}". No substantial frequency response should be rec-

+ less than 0.05 %/Mc sweep width

ognizable even though an absolute agreement between the E_{out}-indication and the EMF cannot be expected, since certain sources of error in the attenuators and cable connections are unavoidable. For this reason, you will find discrepancies in the tolerance given for the "Flatness of Output Level" in the Specifications. If you measure the POLYSKOP output voltage with the OUTPUT ATTENUATOR placed at -20 db, you will recognize a certain amount of fluctuation in the indication, especially in the range 0.5 to 50 Mc.+ This is caused by the small distortion of up to 5% present in the POLYSKOP signal generator output. Diode detector arrangements, which are also used in the POLYSKOP for indication, respond strongly to distortion in the measured signal. For particulars, please read paragraphs 4.3 and 9.6.

2.2.3 Measurement of the Short-circuit Frequency Response

With the measurements carried out according to the paragraphs 2.2.1 and 2.2.2, you have checked the proper functioning of the signal-generator section of the POLYSKOP. Only the proper functioning of the RF INPUT SOCKET containing the diode detector for the response indications remains to be checked. The following procedure should be followed in making this check:

Connect the RF OUTPUT (9) to the RF INPUT (13) with a good cable (such a cable is supplied with the POLYSKOP). Place the selector switch Y_1, (18), in the position "RF" and the OUTPUT ATTENUATOR in the position "0 DB". The deviation of the frequency response curve should not be more than 5%. With reduced signal-generator voltage (for example, -20 db), the deviation may be larger for the reasons given in detail in paragraph 2.2.2.

2.2.4 Display of Two Voltage Variables

If both selector switches (18) and (19) are put to a position other than OFF, the voltage variables applied to the Y_1 and Y_2 amplifiers are written alternately at one half the AC supply frequency. A built-in electronic switch makes the switch-overs, displaying both voltage variables simultaneously on the picture screen. The electronic switch is shut off if one of the selector switches is placed in the position OFF, the writing frequency then becoming equal to the AC supply frequency (48 - 62 cps).

+ max. 1 db

2.3 Adjustment of Sweep Width

For example, a sweep width from 210 Mc to 216 Mc is desired. The following procedure is recommended:

(1) Select the 150-220 Mc band and the 50-Mc frequency markers.
(2) Turn the SWEEP WIDTH control completely clockwise. Notice the two markers in the display, the left one at 150 Mc and the right one at 200 Mc.
(3) Bring the 200-Mc marker to the left-hand side of the display by decreasing the sweep width with the SWEEP WIDTH control and manipulating the coarse CENTRE FREQUENCY control (2).
(4) Switch on the 10-Mc marker spectrum and locate the marker for 200 Mc, 210 Mc and 220 Mc, respectively.
(5) Bring the 210-Mc marker to the left-hand and the 220-Mc marker to the right-hand side of the display by further decreasing the sweep width.
(6) Switch on the 1-Mc marker spectrum.

With repeated manipulations of the fine SWEEP WIDTH (4) and CENTRE FREQUENCY (1) controls, the frequency sweep between 210 Mc and 216 Mc may be displayed across the picture-tube screen.

2.4 Applying an External Marker

A signal generator which delivers approx. 1 v_{rms} across 60 Ω at the desired marker frequency is necessary for applying an external marker to the POLYSKOP. The signal generator output voltage is applied to the rear R&S Dezifix connector of the POLYSKOP. The frequency marker is adjusted to the desired display height using control (23). With the FREQUENCY MARKER switch (22) placed in position EXT, only the external marker is visible. In the positions 1, 10 or 50 Mc, the external marker appears with the internal marker.

2.5 Modulation Input

It is possible to amplitude-modulate the POLYSKOP RF output voltage. The necessary signal voltage input connection is located at the rear of the set. The POLYSKOP may be amplitude-modulated up to an upper frequency limit of 20 kc.

However, it must be noted that when making a short-circuit check or other measurements using the POLYSKOP vertical-deflection amplifier, the frequencies over 7 kc do not appear at the full display height since this amplifier has an amplitude response only up to 7 kc.

2.6 Measuring with the RF Diode Probe

The two RF diode probes supplied with the POLYSKOP are characterized by a small input capacitance and a high sensitivity. RF voltages of a few millivolts can be displayed at full height on the screen of the POLYSKOP. However, you must take care to ensure that a good earth connection is made to the probe shell as close as possible to the point of measuring. The two replaceable probe tips are not meant to be soldered to the check point since the trolitul disk in the diode probe would be damaged. In order to solder the diode probe to the circuit under test, unscrew the probe tip and fasten a soldering lug to the diode probe with a suitable screw. The diode probes are safe for DC voltages up to 500 v and operate as a voltage-doubler.

The RF probe marked by a red ring has one side of the rectifier circuit connected to the probe shell through a capacitance. This probe is less sensitive with reference to hum pickup. However, there are cases, depending upon the test setup, where the RF earthing conditions are not defined. This is recognized by the fact that the indications change when the RF probe is touched or moved about. These instable indications cannot be tolerated under any circumstances since they indicate a measuring error. In these cases, try using the RF probe not marked with a red ring. This probe has its rectifier circuit connected directly to its shell which, in turn, is connected to the cable shield. Further information as to how you can recognize and avoid measuring errors can be found in section 4.

2.7 Investigations on Test Items with Built-in Rectifiers

In most cases, receivers and intermediate-frequency amplifiers contain rectifiers for the demodulation of the RF voltages. It is possible to feed a demodulated voltage directly from the test item to the input of one of the vertical-deflection amplifiers. Loading effects on a demodulator circuit remain quite small if an isolating resistance of 100 kΩ is placed between

the check point and the input of the vertical-deflection amplifier. It is also recommended that a shielded cable be used for the connection between the test item and amplifier input. If the test item has an amplifier stage following its demodulator, the POLYSKOP may be connected to this amplifier only if its pass band extends down to at least 1 cps. This condition is practically never met so that in general the POLYSKOP should be connected directly to the demodulating circuit of the test item if errors are to be avoided.

Depending upon the polarity of the voltage taken from the demodulator circuit, the selector switch (18) or (19) is placed in the position "POS" or "NEG". The vertical-deflection amplifier inputs (16) and (17) of the POLYSKOP are safe for DC voltages up to 500 v.

2.8 Response Amplitude Measurements

The exact response voltage amplitude c a n n o t be read from the picture-tube graticule.

Diode rectifier arrangements such as those used in the RF input (terminated measuring head) and the test probes are inherently non-linear elements. At low RF voltage levels, the relationship between the RF voltage and the rectified diode current is particularly non-linear. It was therefore not possible to provide the plexiglass picture-tube protector with a db-calibrated scale. For this reason, the amplitude measurements must be made indirectly by the comparison of voltage level changes of the signal-generator output voltage. This method ensures that the non-linearity of the diode used for rectification, even if contained in the test item, does not affect the measuring accuracy. A further advantage of the indirect method of measurement lies in the fact that overdriving of the test item is immediately recognizable.

The built-in attenuators (7) and (8) provide defined level drops down to -70 db in steps of 1 db. With the gain of the vertical deflection amplifiers left constant, it is possible to determine the position of the horizontal trace on the display which corresponds to a given level drop as read from the adjusted attenuators. The response curve of the EMF can be used conveniently as a reference line to mark the determined level.

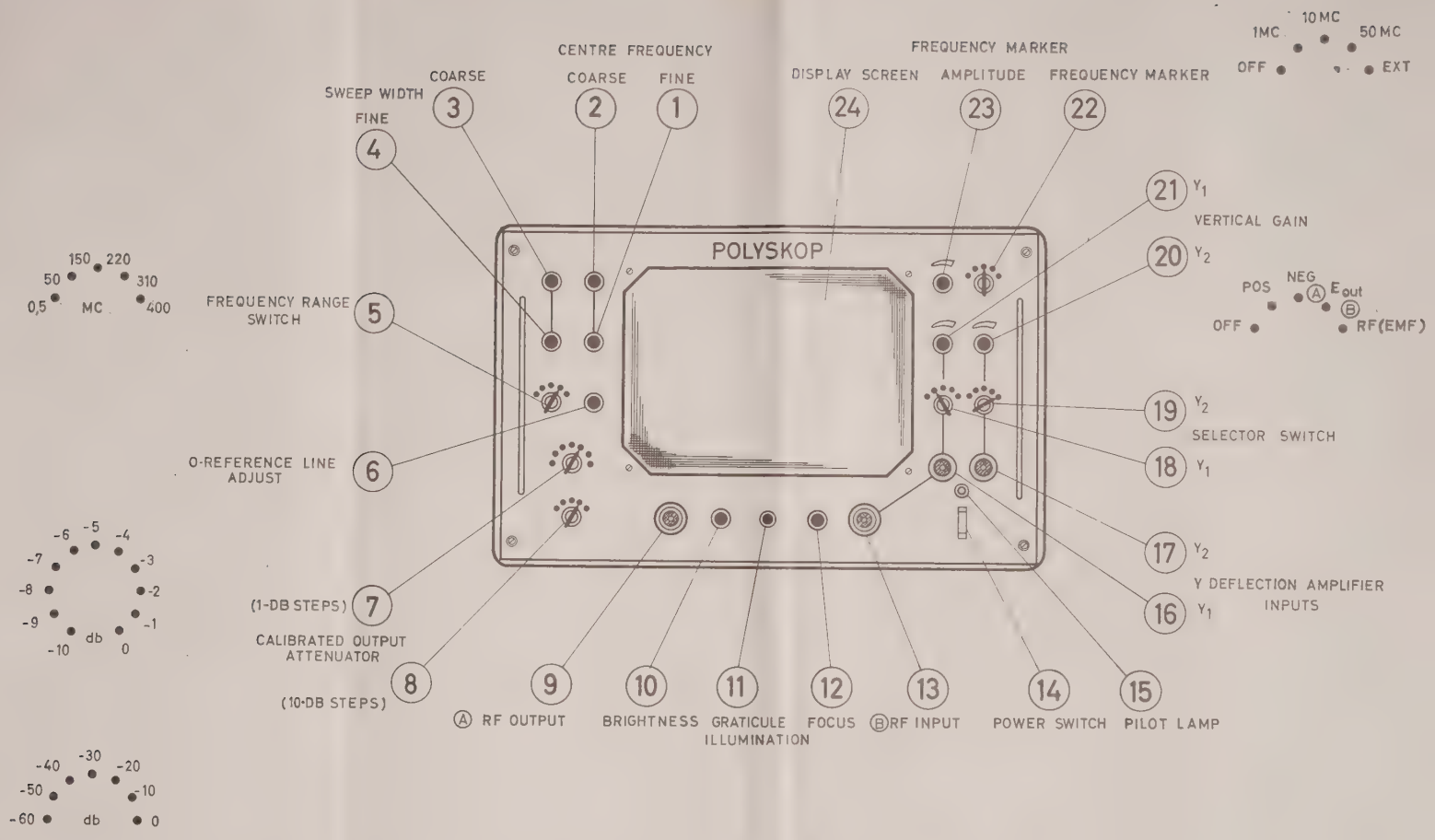


Fig.5 Front Panel Controls

3. Examples of Application

3.1 Measurement of a Single Tuned Circuit (resonance frequency and bandwidth)

Single tuned circuits, which are used as coupling network between two amplifier stages, are best investigated with a test setup as shown in Fig. 6.

3.1.1 Connecting the Signal Generator of the Polyskop to the Test Item

For this purpose, use a cable, which is not too long, with an open end that can be soldered to the grid of the first amplifier stage. With such makeshift connections, you must take care to ensure that a good impedance match is made. To make certain of this, use one of the beams to trace the output voltage E_{out} as a function of frequency while the other beam is used for the test results.

The fluctuation of E_{out} must not vary more than 20% in the frequency range used for measuring. If these fluctuations are greater than 20%, it is necessary to compensate the input impedance at the grid of the first amplifier stage by adding either capacitance or inductance before beginning any measurements. Even if you have terminated the cable with its characteristic impedance, you cannot expect an exact impedance match because of the valve input impedance with its associated capacitance. In most cases, compensation is not necessary for bandwidths under 2 Mc when the connecting cable to the test item is shorter than 1 metre.

3.1.2 Measuring the Resonance Frequency

In order to measure a resonance frequency, it is in most cases sufficient to fasten the RF diode probe to the chassis at a short distance from the resonant circuit under investigation. It is also possible to couple to the anode of the amplifier valve using a small capacitor with 0.5 to 1 pf. The detuning and damping of the resonant circuit remain so small that you can accurately measure the resonant frequency and bandwidth of the tuned circuit. Only with low-gain amplifier stages and low-Q resonant circuits is it necessary to make a direct connection with the RF diode probe. The resonant frequency of a tuned circuit is determined with the help of the frequency markers.

3.1.3 Measuring the Q of a Tuned Circuit (Bandwidth)

To measure the Q of a tuned circuit, use the following procedure:

(1) Place the selector switch (19) of the vertical-deflection amplifier in the position "EMF". The trace obtained can now be used as a reference line.

(2) Increase the fine attenuator control (7) by 3 db so that the height of the displayed resonance curve is reduced by exactly the same amount.

(3) Place the reference line at the top of the resonance curve with the aid of the vertical gain control "Y_2".

(4) Return the attenuator to the initial setting.

With the aid of the reference line marking the 3-db level and the frequency markers, determine the lower and upper frequency limits, f_1 and f_2, which establish the bandwidth.

The Q of the tuned circuit is calculated from the relationship

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f}$$

where Δf is the bandwidth (f_2-f_1) and f_o is the resonant frequency.

3.1.4 Possibility of Measuring Errors

With tuned-circuit bandwidths of less than 50 kc, automatic sweeping at the AC supply frequency may be too rapid, and thus cause measuring errors to occur with respect to bandwidth measurements as well as in the determination of the resonant frequency. For further information, please read section 4. and paragraph 9.5.

You must be careful that the test item is not overdriven. When feeding the POLYSKOP output voltage directly to the grid of an amplifier valve, the calibrated output attenuator must be switched to at least -10 db.

3.2 Measurements on Bandpass Filters (coefficient of coupling and bandwidth)

For the measurement and alignment of bandpass filters, the possibility of the simultaneous display of two quantities proves especially useful.

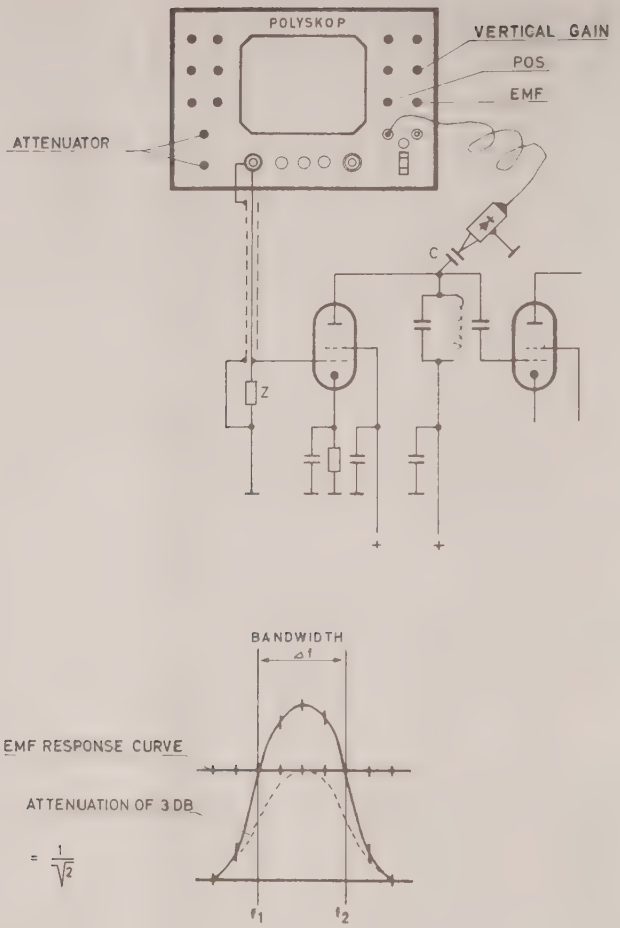


Fig. 6 MEASUREMENT OF SINGLE RESONANT CIRCUIT WITH THE POLYSKOP

3.2.1 Test Setup

The recommended test setup is depicted in the sketch of figure 7. The grid of the first amplifier valve is connected to the POLYSKOP with a cable that is as short as possible. However, the same considerations with regard to impedance matching must be taken into account as was set out in paragraph 3.1 on the measurement of single tuned circuits.

3.2.2 Measuring the Bandwidth

The RF probe is connected to the output of the bandpass filter through a 0.5 to 1 pf capacitor. The amplifier valve of the following stage is left in operation so that its input resistance and capacitance are included in the measurements. The bandwidth is then measured in the same manner as described in paragraph 3.1.3, where the output voltage is lowered 3 db with the calibrated attenuator FINE.

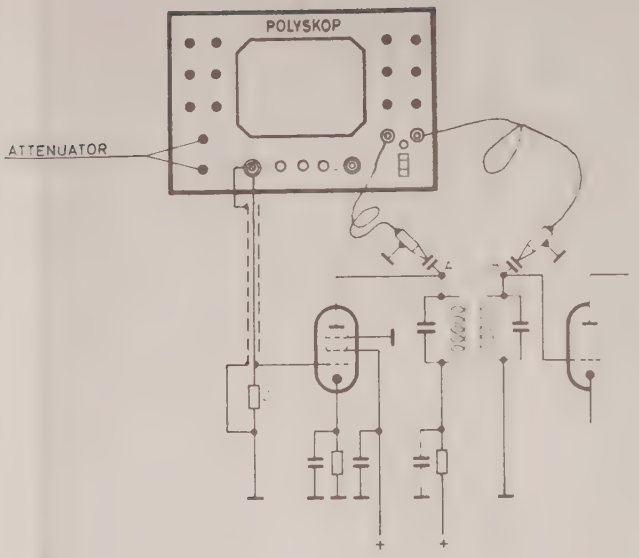
3.2.3 Adjusting the Coefficient of Coupling of a Bandpass Filter

To make this measurement, one RF diode probe is connected to the bandpass filter input in addition to one connected to the output. Both connections are made through small coupling capacitors. The simultaneous display of the two resonance curves is presented on the screen of the picture tube. At critical coupling, the filter input response curve has a saddle depth that is equal to one-half of the saddle maxima at the limit frequencies. The pass-band centre frequency lies at the saddle minimum. In addition, the two saddle maxima should both have the same height if no stray coupling is present inside the amplifier stage.

3.2.4 Possibility of Measuring Errors

Bandpass filters whose amplitude response rises from 10% to 100% within a frequency change of less than 20 kc cannot be measured exactly with the POLYSKOP. For particulars, please read section 4. and paragraph 9.5.

Also you should take care that the test item is not overdriven with an excessive output voltage from the POLYSKOP. An output attenuator setting of at least -10 db is recommended.



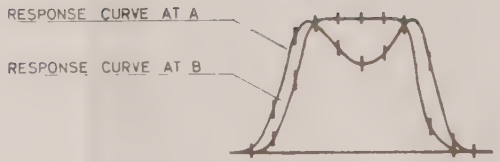


Fig.7 MEASUREMENTS ON BAND D-PASS FILTERS WITH THE POLYSKOP

3.2.5 Measuring and Aligning Multistage IF Amplifiers

Multistage amplifiers can be aligned and measured with the POLYSKOP in the same manner as already mentioned. However, the possibility of measuring errors increases as the number of IF stages is increased because of the steepness of the amplitude response curve (see section 4. and paragraph 9.5).

3.3 Limiters and Discriminators

3.3.1 Limiters

By coupling one of the RF diode probes with a small capacitor of 0.5 - 1 pf to the anode circuit of a limiter, the output voltage response can be displayed. The range of the limiter action can be recognized by viewing the height of the response curve as the output voltage of the POLYSKOP is varied with the aid of the calibrated attenuator.

The usual limiter draws grid current which builds up a grid bias voltage. This bias voltage can be coupled over a resistance of more than 100 kΩ to the available vertical-deflection amplifier so that both the output response and the grid voltage may be viewed simultaneously. The simultaneous display of these two voltage variables provides an especially clear picture of the limiter action.

3.3.2 Discriminators

Detector arrangements are contained in discriminators so that a discriminator output voltage can be directly coupled through an isolating resistor (over 100 kΩ) to the input of the POLYSKOP. Since the discriminator response curve lies symmetrically about a reference axis, the POLYSKOP 0-reference line is best placed in the centre of the display.

Of special value is the viewing of the response curve of the IF amplifier connected ahead of the first limiter stage simultaneously with the discriminator response curve. Here you can see exactly whether the discriminator is correctly adjusted to the centre frequency of the pass-band. By changing the output voltage of the POLYSKOP, you can check to see if the discriminator response curve remains unchanged throughout the required input level range.

With this measurement, the proper functioning of all the limiter stages is also included.

3.3.3 Possibility of Measuring Errors

The signal-generator output voltage of the POLYSKOP is cut off during the oscillograph flyback period. Because of the high amplification of an IF amplifier with limiter and discriminator, the absence of an input voltage while the signal generator is cut off allows a high noise level to be applied to the discriminator. This is the cause of fluttering in the discriminator display curve. However, this fluttering can cause no distortion of the measured results.

Narrow-band IF amplifiers having a pass-band of less than 100 kc are subject to measuring errors caused from the automatic sweep frequency being too high (AC supply frequency). Please refer to paragraph 9.5 for a detailed explanation.

If measurements are made on amplifier stages whose average current varies with the amount of input drive, the amplitude response may be distorted by a sag in the top of the curve. This is especially true of limiter amplifier stages. In general, the filtering and by-passing capacitors of the anode, screen-grid, and cathode circuits are so dimensioned that they present a sufficient short-circuit in the frequency range of the set. Since the sweep of the POLYSKOP occurs at the AC supply frequency, the filtering and by-passing is not sufficient in many cases to prevent variations in the operating voltages. The amplification of each stage then varies at the AC supply frequency, making it impossible to avoid measuring errors.

In general, the following principles should be observed:

Amplifier stages which do not operate class A (the anode current is a function of grid drive) must have filter or by-pass circuits with time constants greater than 10^{-1} or less than 10^{-4}; in the first case the filtering is sufficiently large compared with the AC power frequency, in the other case the filtering is sufficiently small so that the amplifier gain does not noticeably change during the sweep time. If the time constants do not meet this requirement, parallel capacitors must be added before making any measurements.

Naturally, such steps are unnecessary for measurements on test items which have anode current conditions that are independent of grid drive (class A). It is only possible to make measuring errors by overdriving an amplifier stage, which upsets its pure class A operation..

3.4 Filter Alignment

Any passive element such as a low-pass, high-pass, or bandpass filter may be measured and aligned with the POLYSKOP. In addition to viewing the output response, you can view the degree of filter mismatch to a cable of known characteristic impedance Z_o by observing the height of the E_{out} wave pattern.

3.4.1 Connecting the Test Item

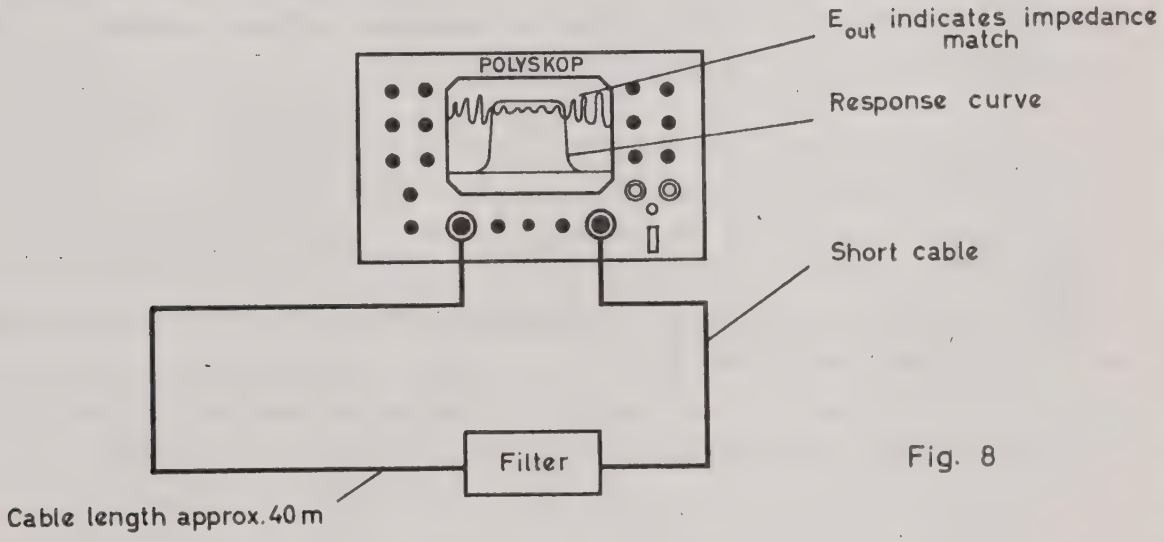


Fig. 8

Connect the test item to the POLYSKOP RF input and RF output as shown in the above diagram (Fig. 8). In order to view the wave pattern of E_{out} caused by mismatching, you must connect to the input of the test object a high-quality cable that is at least 30 metres in length. Cables suitable for the POLYSKOP can be delivered upon request and are available with various characteristic impedances. For details, please refer to the compilation of data and accessories under paragraph 6.6.

3.4.2 Measurements

By observing the test item's response characteristic as well as its impedance match response, compensation problems can be solved in a very short time. Please refer to paragraph 3.12.6.

3.4.3 Interpretation of the Measurement Results

Exact information on the measurement of input standing-wave ratios along with the obtainable measuring accuracies is given in paragraph 3.12, "Cable Measurements".

3.4.4 Filter Adjustment Against a Standard

The dual display feature of the POLYSKOP is especially suitable for adjusting test items against a calibrated standard for use in quantity production.

The calibrated standard and the test item are both connected to the RF OUTPUT of the POLYSKOP using a T-connector with $3 \times Z_o/3$. If a long high-quality cable is used for the connection between the POLYSKOP and the T-connector, the input impedance of the test item can be compensated for with a reasonably high accuracy. The adjustment of the test item is accomplished when the two displayed response curves sufficiently cover one another. By switching one of the two vertical-deflection amplifiers to the position E_{out}, the input-impedance match of the test item can be displayed.

3.4.5 Possibility of Measuring Errors

Extremely steep filter response curves cannot be exactly resolved with the POLYSKOP. Only the steepness of the response curve is important and not the bandwidth. For example, a low-pass filter with an extremely sharp cut-off at 10 Mc cannot be measured with a frequency sweep of 10 Mc. However, it is possible under certain circumstances to investigate the cut-off region separately when it is not steeper than 20 kc for an amplitude drop from 100% to 10%. This measurement is made by decreasing the sweep width. Please refer to section 4. and paragraph 9.5.

3.5 Measuring the Gain of an Amplifier Stage

To measure the gain of an amplifier stage, the following procedure is recommended:

(1) Connect the RF OUTPUT of the POLYSKOP to the input of the amplifier under test.
(2) Connect one of the RF diode probes to the anode of the amplifier valve.
(3) Turn the vertical-deflection amplifier gain to maximum with control "Y_1" or "Y_2".
(4) With the aid of the OUTPUT ATTENUATOR control, increase the attenuation until the response curve lies at the top of the display screen.
(5) Connect the RF probe to the amplifier input and decrease the attenuation with the OUTPUT ATTENUATOR control until the response curve lies at the same place as under step 4.

The difference in the db readings of the OUTPUT ATTENUATOR control is the db gain of the amplifier stage under test. With the two built-in calibrated attenuators, it is possible to obtain a high degree of accuracy from a measurement of this kind.

3.6 Video and Distributed Amplifiers

For measurements on video amplifiers, the lowest frequency range of 0.5 to 50 Mc is especially suitable because of the large adjustable sweep width. Not only can you measure the frequency response range for which the amplifier is designed, but also the higher frequencies where resonant peaks may occur. In general, these resonant peaks can be attributed to unsuitable coupling capacitors or poor filtering and often give rise to unexplainable overshoots when observing transients.

Of special importance when making measurements on distributed amplifiers is the fact that the RF output voltage of the POLYSKOP remains at the same value when the frequency range switch is switched from position to position. It is possible to investigate the response curve of a distributed amplifier from 0.5 to 400 Mc in five frequency ranges.

3.6.1 Possibility of Measuring Errors

Video and distributed amplifiers appear as active four-terminal networks with low-pass characteristics. Since they contain non-linear elements in the form of amplifier valves, a distortion of the amplified frequencies may occur through overdriving or incorrect design. The effect of distortion, which exists up to 5% in the signal generator output but may in addition be caused by the test item, is described in detail under paragraph 9.6.

3.7 Determining the Frequency of a Signal Source

3.7.1 Method of Measurement

The frequency markers of the POLYSKOP are produced through the interference of the POLYSKOP signal generator frequency with the spectral lines produced by the marker frequency generator. If the output frequency of a signal generator or oscillator is connected to the RF OUTPUT of the POLYSKOP, a beat frequency marker is produced whose position may be compared with one of the markers produced by the POLYSKOP signal generator. In this manner it is possible to check the calibration of signal generators or oscillators after, for example, a valve has been replaced. The accuracy corresponds to the accuracy of the crystal marker generator in the POLYSKOP and is not very high ($\pm 1 \times 10^{-4}$), but sufficient for many purposes.

3.7.2 Test Setup

If the output voltage of the signal source is about 1 v_{rms}, it may be applied to the EXTERNAL MARKER input at the rear of the POLYSKOP and displayed in the manner usual for external frequency markers. When the FREQUENCY MARKERS control is placed in the "1 MC" or "10 MC" position, the internal frequency markers become visible and may be compared with the position of the appearing external marker. By slowly adjusting the frequency of the signal source, the coincidence of one of the internal spectral lines with the signal-source frequency is manifested by a very low beat frequency pattern that is visible across the entire screen.

When the signal source to be tested delivers a small output voltage, it must be connected to the RF OUTPUT of the POLYSKOP. With the OUTPUT ATTENUATOR

placed in the "-20 DB" position and one of the vertical-deflection amplifiers placed in the "E_{OUT}" position, the RF output voltage of the POLYSKOP is measured. The frequency determination is made by comparison in the same manner as described above.

To align the local oscillator of a receiver through any desired tuning range, the frequency sweep width is so adjusted that the total range in which the oscillator is to function is displayed across the screen. The beat frequency pattern produced by the oscillator wanders across the screen as the oscillator is tuned through its tuning range.

3.8 Checking the Frequency Calibration on Receivers

The frequency spectrum from 1 to 400 Mc can be brought out at the rear of the POLYSKOP to be used in checking the calibration of receivers in this frequency range.

With the FREQUENCY MARKER selector switch in the position "1MC", the output voltage varies with frequency as follows:

30 Mc	3	mv
100 Mc	2	mv
200 Mc	0.8	mv
300 Mc	0.2	mv
400 Mc	0.1	mv

With the FREQUENCY MARKER selector switch in the position "10 MC", the output voltage is:

30 Mc	30	mv
100 Mc	3	mv
200 Mc	2	mv
300 Mc	1	mv
400 Mc	0.5	mv

This specification represents only approximate values and may vary from set to set.

Measured at 20°C ambient temperature, the accuracy of the POLYSKOP marker generator is $\pm 1 \times 10^{-4}$ with a temperature coefficient of $1 \times 10^{-6}/°C$. This limits the realizable accuracy.

3.9 Alignment of Television Receiver Components

The following measurements may be carried out for checking and aligning television receivers:

(a) Alignment of RF tuners in all channels of Bands I and III.
(b) Alignment of IF amplifiers (video IF amplifiers)
(c) Alignment of the intercarrier sound sections (IF section, limiter, discriminator).
(d) Alignment of video amplifiers up to the picture-tube connection.
(e) Overall check from the VHF input to the picture-tube connection with the simultaneous observation of the video response and discriminator characteristic curve.

3.10 Measurements on Multicouplers

The possibility of covering a wide band of frequencies with a single test instrument is especially advantageous in the development and production of multicouplers for use in community antenna systems. Measurements on these units for use in the broadcast, shortwave, FM and television bands can be carried out in a very short time.

3.11 Locating Bad Earthing Conditions

Because of their high sensitivity the RF diode probes of the POLYSKOP are well suited for investigating bad earthing conditions.

3.11.1 Test Setup

Connect the test item to the POLYSKOP as for measuring the amplitude response. Adjust the centre frequency and sweep width until the entire frequency range of the test item is covered.

The RF diode probe may be used to make checks on the test item to determine the adequacy of RF filtering, i.e. that no unwanted RF voltages are present which may lead to instability. When making alignments, inadequate filtering in multistage RF or IF amplifiers causes difficulty in that the calculated

passband is not attained and the individual stages may have too much gain which may lead to instable conditions.

The same symptoms may appear from a bad choice of earthing points. In some instances, an earth conductor only a few centimetres in length may cause RF voltage drops in the order of several millivolts. If the return paths of several circuits are run via the same earth conductor, common earth pick-up may cause malfunctioning of the circuits. By measuring the voltage drop between the suspected earth points, such errors are rapidly found.

3.11.2 Possibility of Measuring Errors

In all measurements made with the RF diode probe, it is imperative that a good connection be made between the shell of the diode probe and the earth of the test item. This is a prerequisite for the accurate measurement of the RF voltage appearing between the electrode of the RF probe and earth.

3.12 Measurements on Cables, Cable Connectors and Termination Impedances

To aid in the understanding of the following paragraphs on measuring techniques, a review of fundamental concepts will first be given.

If we measure the input impedance of an open-ended high-frequency cable as a function of frequency, we observe that at very definite frequencies the impedance becomes almost infinite. As a function of frequency, we obtain the following picture (Fig. 9).

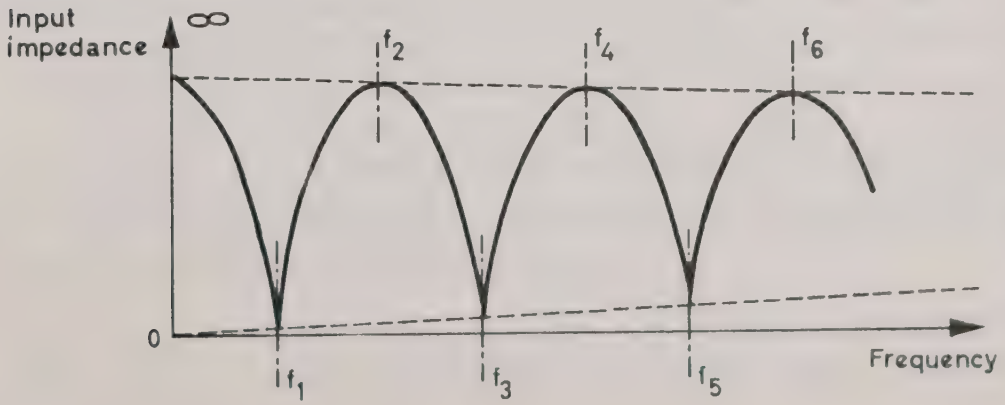


Fig. 9

At zero frequency (DC), the input impedance is almost infinite. The finite value of the impedance is caused only by the insulation resistance between the inner and outer conductors. With increasing frequency, the input impedance decreases and reaches a minimum at f_1. Because of the dielectric losses, the minimum impedance does not reach zero. As the frequency is further increased, a second maximum is reached at f_2, where f_2 is twice the value of f_1. At every integral multiple of f_1, we measure maxima and minima of the input impedance. We observe that the maxima and minima no longer reach the same values that they had at the lower frequencies. This is due to the fact that the dielectric losses are dependent on frequency and become greater as the frequency is increased.

Repeating the same measurement, but with the cable short-circuited, we measure a very low resistance at zero frequency which is primarily the DC resistance of the inner conductor. At the frequency f_1, a maximum is obtained where a minimum was for the open-ended cable. Maxima and minima are merely interchanged at the same frequency intervals.

At what frequency f_1 we find the first minimum in the case of the open-ended cable depends upon its electrical length. The electrical length of the cable may be calculated from its mechanical length, taking into account the dielectric constant of the material between the inner and outer conductors. By determining the frequency f_1 or, for example, the difference between f_8 and f_9, we may calculate the dielectric constant when the mechanical length is known or vice versa.

If we terminate the cable with its characteristic impedance Z_o, we measure always the same input impedance Z_1. In practice, the impedance Z_1 deviates a small amount above and below the Z_o value. To measure a constant Z_1 value, the cable must have the exact same distance between the inner and outer conductors throughout the entire length. In addition, the electrical properties of the insulation material must be also exactly the same throughout the cable length.

The response of the input impedance as a function of frequency is a measure of the cable quality, i.e. the homogeneity of its electrical and mechanical properties.

If we terminate such a cable with a resistor that varies from Z_o as a function of frequency, a wave pattern is displayed which indicates the amount

of mismatch. By such measurements, we may recognize the degree of mismatch and then make compensations until the displayed waves are brought to a minimum.

3.12.1 Measuring Technique and Test Setup

A diode is built into the RF output socket of the POLYSKOP so that measurements on cables may be carried out with ease. The diode measures the output voltage response E_{out} which is then displayed directly on the screen of the picture tube. The wide frequency range from 500 kc up to 400 Mc makes it possible to carry out measurements on cables as short as 1 metre in length. To make a measurement, the cable to be tested is connected to the RF OUTPUT of the POLYSKOP. The OUTPUT ATTENUATOR is placed in the "-10 DB" position to prevent heavy mismatch (more than 30%) of the cable characteristic impedance to that of the POLYSKOP from reacting on the EMF control circuit. The output voltage E_{out} is then displayed as a function of frequency.

3.12.2 Determination of the Characteristic Impedance Z_o

Connect several metres of the cable to be tested to the RF OUTPUT of the POLYSKOP. Adjust the sweep width to cover the frequency range of the cable. As long as the cable is left open-ended, the maxima and minima of the wave pattern appear as described in the foregoing. Terminate the cable with various pre-determined resistance values until one is found that produces a minimum wave pattern. It is important that the terminating resistor be connected as closely as possible to the end of the cable between the inner and outer conductors. This is especially important when measuring at very high frequencies. The terminating resistance found in this manner is equal to the characteristic impedance Z_o of the cable. The Z_o value may be measured within an accuracy of 1% if a compensated, variable terminating resistor is used.

The source impedance of the POLYSKOP is of subordinate importance in this measuring technique. However, the obtainable accuracy does increase, the lower the Z_o value of the cable to be tested or the higher the source impedance of the POLYSKOP. The best arrangement to obtain the highest accuracy would be to feed the cable under test from a constant current source and not from one with a constant EMF and a finite source impedance.

3.12.3 Determining the Dielectric Constant

To determine the dielectric constant, several metres of the test cable are connected to the POLYSKOP, the free end being left open-ended. Beginning with the lowest frequency range of the POLYSKOP, 0.5 to 50 Mc, we determine the first voltage minimum E_{out} in the wave pattern which represents the first impedance minimum. For the exact measurement of the frequency f_1, it is recommended that a well calibrated signal generator be connected to the external marker input and the resulting frequency markers be used to measure the frequency at the minimum impedance point. The sweep width should be reduced far enough so that the minimum impedance point may be easily and accurately measured.

From the measured frequency f_1 and the mechanical length of the cable, the dielectric constant ε may be calculated from the relationship

$$\varepsilon = \left(\frac{c}{4 f_1 l} \right)^2$$

c = speed of light in metres/sec (3×10^8)

l = mechanical length of the cable in metres

3.12.4 Determining Cable Attenuation

The attenuation of a cable is a function of frequency, increasing as the frequency increases. The attenuation, measured at a definite frequency or in the frequency range 0.5 to 400 Mc, is easily determined from the POLYSKOP display. To make this measurement it is advisable to use a cable longer than 10 metres connected between the RF OUTPUT and the RF INPUT of the POLYSKOP.

The measurement is performed as follows:

(1) Connect the 1-metre precision cable betwen the RF OUTPUT and RF INPUT.
(2) Set the OUTPUT ATTENUATOR in the "-20 DB" position and the vertical-deflection amplifier selector switch to the position "RF".
(3) With the VERTICAL GAIN control "Y_1", adjust the displayed trace to line 10 on the graticule.
(4) Replace the 1-metre precision cable with the cable to be tested.
(5) Switch back the OUTPUT ATTENUATOR control until the displayed trace is again at line 10.

The difference in the OUTPUT ATTENUATOR settings is equal to the cable attenuation at the adjusted frequency or, as the case may be, at the adjusted frequency range. Since the calibrated attenuator can be adjusted in 1-db steps, a high measuring accuracy can be obtained.

In modern cables completely filled with dielectric material, the mechanical length is shorter than the electrical length by a factor k as calculated from the relative dielectric constant (see para. 3.12.3).

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$$

ε = relative dielectric constant

3.12.5 Determining the Homogeneity

For example in the production of cables, it is possible to check the homogeneity of a cable if a piece of cable as long as possible is connected to the RF OUTPUT of the POLYSKOP and terminated with its characteristic impedance using a precision terminating resistor. Cables that are not homogeneous produce standing waves which manifest themselves as input impedance varia-

tions. The first impedance minimum or maximum at the lowest frequency f_1 permits the point of reflection or discontinuity to be rapidly located.

3.12.6 Measuring with a Mismatched Cable (Matching, Reflection Coefficient)

The POLYSKOP is suitable for the following measurements in conjunction with a long high-quality reference cable available as an accessory with characteristic impedances of 50, 60, or 75 Ω, respectively.

(a) Measuring the input impedance of filters, amplifiers, receivers, etc. and compensating for mismatch.
(b) Measuring the reflection coefficient
(c) Testing of cable connections
(d) Antenna matching measurements

(The characteristic impedance Z_o of the reference cable does not necessarily have to be equal to the source impedance of the POLYSKOP. See para. 3.12.2).

If a high quality cable is connected to the output voltage of the POLYSKOP and terminated with its characteristic impedance, the output voltage E_{out} shows very small variations throughout the frequency sweep. If the cable is terminated with the input impedance of a test item, the voltage E_{out} varies with frequency, indicating the degree of mismatch. In the frequency range with the best matching, the E_{out} variations are at a minimum. Outside of the range of compensation, the E_{out} variations, thereafter referred to as E_{out} undulations, increase (Fig. 10).

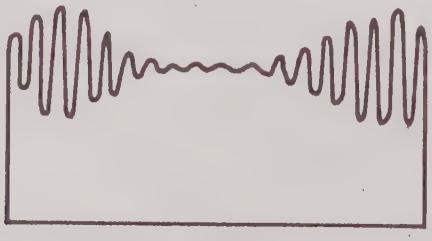


Fig. 10

The magnitude of the voltage undulations of E_{out} is a direct measure of the degree of mismatch or the resulting reflection coefficient.

The simplest method for calculating the reflection coefficient is by measuring the amplitude of the E_{out} voltage undulations at the cable input when the cable is open-ended and when connected to the test item.

The amplitude of the undulations with the cable open-ended be A_1, the amplitude with the test item connected, A_2. The reflection coefficient is then

$$r = \frac{A_2}{A_1}$$

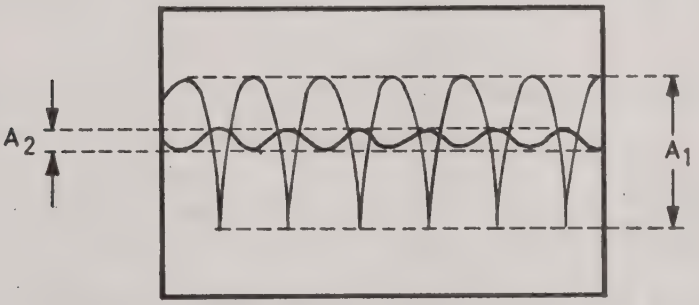


Fig. 11

(When making these measurements, the OUTPUT ATTENUATOR must be switched to the "-10 DB" position).

These measurements have the advantage that the attenuation of the reference cable has no effect on the measuring accuracy. The disadvantage lies in the fact that, due to the non-linearity of the built-in diode rectifier of the POLYSKOP, the amplitude relationship measured is too high, i.e. the calculated reflection coefficient is too small.

A higher measuring accuracy may be obtained in the following manner:

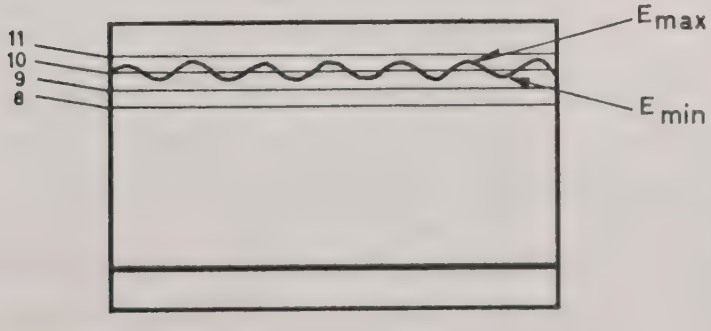


Fig. 12

The maximum and minimum voltages E_{max} and E_{min} displayed on the POLYSKOP represent the transformation of the terminating resistance to the input of the cable. Either E_{max} or E_{min} may be used to calculate the mismatch or the reflection coefficient. The cable maximum and minimum input impedances Z_{max} and Z_{min}, which are purely resistive, are calculated from the fact that the signal generator EMF E_o is divided between the generator source resistance R_i and the cable input impedance in a simple ohmic relationship.

The resulting equations are

$$Z_{max} = R_i \frac{E_{max}}{E_o - E_{max}} \quad \text{or} \quad Z_{min} = R_i \frac{E_{min}}{E_o - E_{min}} \quad (\Omega)$$

From the value of Z_{max} or Z_{min}, the reflection coefficient r may be calculated.

$$r_2 = \left| \frac{Z - R_i}{Z + R_i} \right| \qquad Z = Z_{max} \text{ or } Z_{min}$$

For fast measurements with the POLYSKOP, the above equations are changed into another form as follows:

We adjust the POLYSKOP so that the undulations of the E_{out} curve lie symmetrical to the line 10 on the POLYSKOP graticule. From the maximum value of the indicated voltage E_{max} or the minimum value E_{min}, we are able to calculate Z_{max} and Z_{min}. The value of the signal generator EMF (E_o) is important for the calculation. The scale value may be taken as 20 for the case where the cable impedance Z_o matches the POLYSKOP source resistance R_1. Since this is not always the case because we want to measure different types of cables, a tabulation is given of the E_o scale values for each impedance combination between the POLYSKOP and the reference cable.

		Source Impedance of POLYSKOP (Ω)		
		50	60	75
Cable Z_o (Ω)	50	20	22	25
	60	18.3	20	22.5
	75	16.7	18	20
	150	13.3	14	15
		E_o Scale Value		

For other cables, the following formula may be used to calculate the E_o scale value:

$$E_o = \frac{10\ (R_i + Z_o)}{Z_o}$$

From the measured value of E_{max} obtained from the POLYSKOP graticule, say 10.7, we calculate Z_{max}

$$Z_{max} = \frac{E_{max}}{E_o - E_{max}}\ R_i \qquad \text{e.g. } Z_{max} = \frac{10.7}{20 - 10.7}\ 60 = 69\ \Omega$$

In the same manner, we may calculate Z_{min}. From the value of Z_{max} we may calculate the reflection coefficient r.

$$r = \frac{Z_{max} - Z_o}{Z_{max} + Z_o} \qquad \text{e.g. } r = \frac{69 - 60}{69 + 60} = 0.07 = 7\%$$

The above calculations give results as long as the reflection coefficient lies under 20% and the reference cable attenuation at the frequency of measurement may still be neglected.

For example, if we measure 40 metres of precision cable at 200 Mc, we must take into account that the RF voltage reflected from the end of the cable reaches the cable input at a lower value because of the cable attenuation. For instance, in the example of paragraph 3.12.4 where the cable attenuation was found to be 3 db at 200 Mc, the E_{out} undulations produced by the reflected voltage would be reduced by 2 x 3 = 6 db, or to one-half of the value obtained from a cable with no attenuation. In the above numerical example, the displayed undulations would vary twice as far from the reference line 10, i.e. from 10.7 to 11.4, if the cable under test had no attenuation.

$$Z_{max} \text{ then equals } \frac{11.4}{20 - 11.4}\ 60 = 80\ \Omega$$

$$\text{so that } r_2 = \frac{80 - 60}{80 + 60} = 0.14 = 14\%$$

Here we see that the true reflection coefficient of a cable with 2 x 3 = 6 db attenuation actually is greater by a factor of 2.

3.12.7 Determining the Phase Angle of the Reflection Coefficient

The phase angle φ of the reflection coefficient can be determined with fairly good accuracy. To make this measurement, the cable is first driven open-ended. The frequency difference of two minima f_1 is measured. The test item is then connected and the entire curve of maxima and minima is displaced. The frequency displacement of the same minimum point is designated as f_2. From the two values f_1 and f_2, we may calculate the phase angle of the reflection coefficient.

$$\varphi = 2\pi \frac{f_2}{f_1}$$

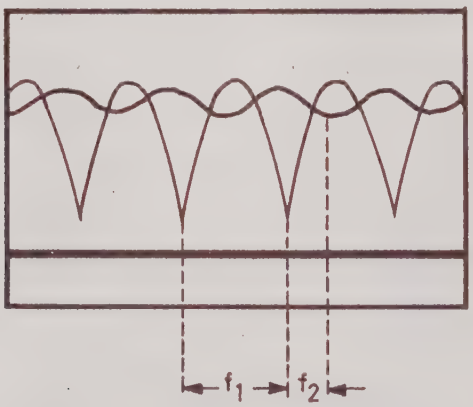


Fig. 13

To obtain a more accurate measurement of the frequency, a well calibrated signal generator is used. The frequency sweep is decreased far enough to allow a good measurement of the minima to be made with sufficient accuracy.

3.12.8 Possibilities of Measuring Errors

A measurement of the input impedance of a test item is only possible when the test item is connected to a cable of sufficient length. At least two maxima or minima must appear in the display. If this is not the case, it is obvious that no definite value of input impedance could be measured that had any relationship to the actual value.

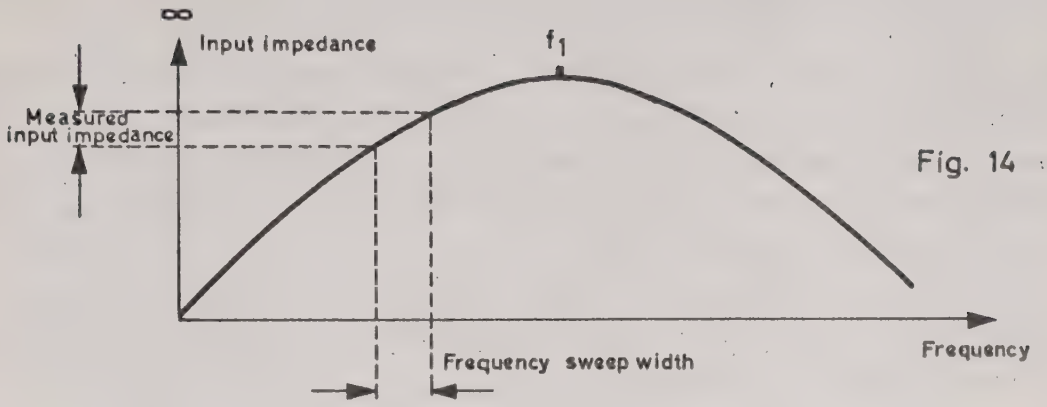


Fig. 14

Let us suppose, for example, that a test item is connected to the POLYSKOP with a cable of 1 metre in length. With the cable short-circuited, the first maximum appears at about 50 Mc. Depending upon the frequency at which we measure, the input impedance varies between zero and infinity (Fig. 14). Measurement may begin only after at least two maxima and minima are displayed, whereas the accuracy becomes greater the more minima and maxima are displayed in the frequency range in which we are interested.

A mismatch of around 30% may react upon the EMF control circuit of the POLYSKOP and cause a measuring error. Always check the EMF in this case to see that the control circuit is not being influenced. When the OUTPUT ATTENUATOR is in a position greater than "-10 DB", there is no influence upon the EMF control circuit even with mismatches up to 100%.

Low level input stages can be easily overdriven with an excessive input voltage which gives the same indication as a heavy mismatch. For this type of measurement, it is advisable to set the OUTPUT ATTENUATOR in the position "-20 DB". In this case, 50 mv_{rms} are applied to the test item, thus causing no danger of overdriving.

4. How to Avoid Measuring Errors

The possibilities of measuring errors have been pointed out in connection with various application examples. The important points are brought together once again to form a compilation of rules to be observed when using the POLYSKOP.

4.1 Measuring Errors Caused by Using an Excessive Sweep Width

Inherent in the automatic frequency sweep of the POLYSKOP is the relatively short time that the measuring frequency dwells in the pass-band of the test item. When measuring test items with very small bandwidths or when the frequency sweep width is quite large, the dwell time is so short that the test object cannot give its full amplitude response. In this case the bandwidth as well as the resonant frequency of the test item is not correctly measured. The simplest test to see if the test item is responding with full amplitude is to reduce the sweep width. If no change is observed in the height of the amplitude display or in the position of the resonant frequency on the frequency scale, you may be certain that there is no measuring error. For details on the problem of resolving high Q resonant circuits and sharp cut-off filter responses, please read under section 9., and particularly paragraph 9.5.

4.2 Overdriving the Test Item

Always make certain that the POLYSKOP output voltage does not exceed the maximum permissible input voltage of the test item. By overdriving, the frequency response is distorted and measuring errors are possible.

4.3 Measuring Errors Caused by Distortion

The response of video amplifiers, low-pass filters and low Q band-pass filters can be measured with an accuracy that is limited by the distortion created in the POLYSKOP. The measuring errors produced may be held small when the measured voltage applied to the RF diode probe or RF INPUT is as high as possible with peak responsive rectification still being assured. Steps up to 10% in the frequency response at one-half of the limit frequency of the test item can be caused by the inherent distortion of about 5%. Distortion may be caused to even a greater extent by the test item itself when dealing with a c t i v e four-terminal networks.

4.4 Hum and RF Pickup

You must always be careful that a good earth connection is made between the test item and the shell of the diode probe. At the higher frequencies, under no circumstance use a thin, long conductor for earth connections. No changes in indication should be permitted when the diode probe is moved about. Also in other measurements, no fluctuations in indication should be tolerated when the test setup instruments and cables are moved. Often, it is necessary to free all pieces of equipment in the test setup from earth connections except the POLYSKOP. Especially sensitive in this respect are test items with high amplification and undefined RF earth conditions.

If the test item already contains a rectifier circuit, whose output is to be measured on the POLYSKOP, measuring errors may be caused by hum pickup. This hum synchronized with the AC supply frequency is recognized by a shifting of the displayed response curve as the centre frequency is varied. A distortion in the form of the displayed curve is a sure indication of hum pickup.

4.5 Measuring Errors Caused by Overdriving the Vertical Deflection Amplifier

Care should be taken that the displayed curve projects at no point above the upper limit of the picture-tube screen since indication errors are caused by overdriving the vertical-deflection amplifier. If the right side of the display is moved below the 0-reference line when the Y-deflection amplifier gain is increased (control (20) or (21), Fig. 5), this is a sure indication of overdriving. When using dual display, the overdriving of one amplifier disturbs the indication of the other amplifier.

When switching the selector (18) or (19), for example, from a position for diode probe measurements to the position "EMF" where a large change in amplitude takes place, the Y-deflection amplifier can be so overdriven that it takes a few seconds before the amplifier valves re-establish their operating points. In such cases it is advisable to turn the appropriate gain control back to zero, wait a few seconds and then slowly increase the gain to the desired value.

4.6 Measuring Errors Caused by Oscillator Pickup

If the output of the POLYSKOP is fed into the mixer stage of a receiver, it is possible that the receiver oscillator voltage may be coupled into the POLYSKOP output circuit and affect the EMF control circuit or the E_{out} response indications. The effect on the EMF control circuit is reduced by switching in more attenuation. It is very difficult to prevent the E_{out} response from being affected in such cases; the other circuits of the POLYSKOP are not influenced.

4.7 The POLYSKOP is not Suitable for the Following Measurements

(a) Measurements on test items whose amplitude rises from 10% to 100% within less than 50 kc; for example, crystal filters or multistage narrow-band IF amplifiers.

(b) Measurements with sweep widths less than 400 kc.

(c) The POLYSKOP is no spectrum analyzer. It cannot be used as a selective amplifier to measure the spectral energy distribution in definite bands without special accessories.

(d) The POLYSKOP is no frequency measuring device of the highest accuracy. For particulars on the obtainable accuracy in frequency measurements, please read paragraph 3.8.

(e) The POLYSKOP is no impedance measuring device in the exact sense of the word. For determining impedances with respect to absolute value and phase, the ROHDE & SCHWARZ Z-g Diagraph Type ZDU is recommended. To make impedance matching measurements of limited accuracy with the POLYSKOP, please read paragraph 3.12.

(f) No stable frequency can be taken from the POLYSKOP. Even when the sweep-width control is completely turned back, a frequency sweep of approx. 50 kc still remains, plus a slow frequency drift caused by fluctuations in the operating voltages.

INDEX to the Circuit Description of the POLYSKOP

Page

5.1 Signal Generator Section 46

Sweep oscillators 46
Mech. coupling of sweep and centre frequency control . . . 48
Sweep linearization oscillators 48
Band 0.5 to 50 Mc 48
Output attenuator 49
E_{out} indication 49
RF control circuit 49
Amplifier for AC variations 51
EMF indication 51
Signal generator source resistance 51
Frequency sweep 52
Horizontal beam deflection 52
Keying off 52
Generation of keying voltage 52
Amplitude modulation of the RF signal 52

5.2 Display Section 53

RF input 53
Vertical deflection amplifier inputs 53
Vertical deflection amplifiers 53
Selectable polarity 54
Electronic switching 54
Clamping circuit 54
Negative deflection current 55
Clamping circuit 55
DC amplifier 56
Electronic switching 56
Generation of the switchover pulses 57
Electronic switching 57

Page

5.3 The Marker Generator 58

Generation of the fundamental frequencies 58
Harmonic generation 58
Marker mixing 58
Marker amplification 58

5.4 Power Supply 59

Heating 59
RF generator heating 59
Stabilized heater circuit 59
Anode supply voltage 59
HT voltage 60
High voltage 60
Negative voltage 60
Blower 60

5. Circuit Descriptions

The POLYSKOP Type SWOB is a wide-sweep signal generator containing a dual-display oscilloscope. The sweep of the signal generator and the horizontal deflection of the oscilloscope occur at the same alternating current rate. They are connected to the AC supply frequency which establishes the fixed phase relationship. The frequency-dependent quantity under test, mostly the amplitude response, is used to drive a vertical deflection amplifier.

The POLYSKOP mainly consists of four sections:

(1) Signal generator section
(2) Vertical deflection amplifiers with picture tube
(3) Marker generator
(4) Power supply

5.1 Signal Generator Section

Sweep oscillators

The signal generator section of the POLYSKOP contains five frequency ranges:

0.5	to	50 Mc
50	to	150 Mc
150	to	220 Mc
220	to	310 Mc
310	to	400 Mc

The RF voltages are produced in single-stage oscillators except in the 0.5 to 50 Mc band. Each frequency range is covered by a separate oscillator (Rö8 and Rö9). Band switching is brought about by applying the anode supply voltage to the appropriate oscillator valve and feeding its RF voltage to the output of the set via a relay (RLS 1, 2, 3 and 8). The oscillators function in a Colpitts circuit using the valve anode-grid capacitance. The tank circuit inductance contains a small ferrite-rod core placed between the pole shoes of an AC electromagnet. The ferrite-rod core is magnetized since it lies in the path of flux produced by the "driver coil" of the electromagnet. The permeability of the ferrite core is thereby changed causing the frequency of the oscillator to be changed. Depending upon the frequency range, the frequency can be varied up to 100 Mc in this manner.

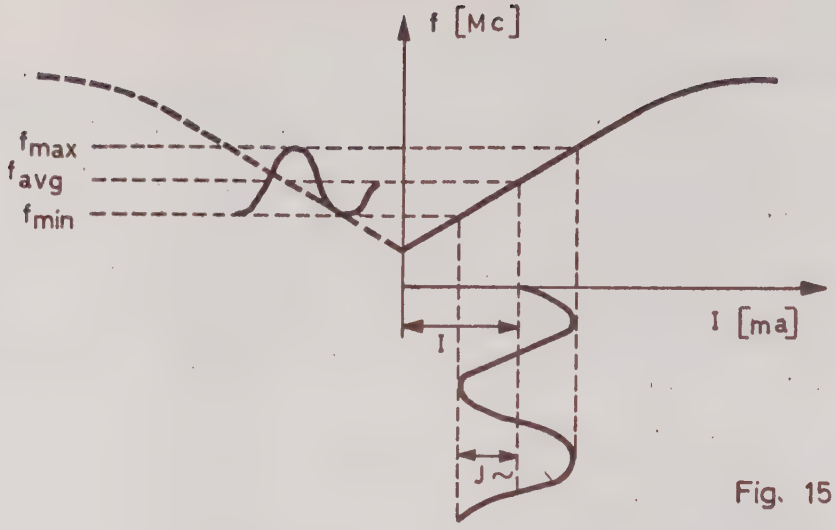


Fig. 15

As can be seen in Fig. 15, the relationship between the magnetizing current and the frequency is not linear. While the frequency change is rather steep with small DC currents, the curve flattens out as the DC current is increased. By varying the average DC current, the centre frequency can be placed anywhere within the entire range. By superimposing an alternating current upon the direct current, a frequency sweep is produced at the AC rate. The maximum obtainable sweep width (governed by the 0 and maximum DC current) cannot be exceeded (Fig. 16) even if the attempt is made with full sweep width to displace the centre frequency from the range mid-position to a higher or lower frequency.

Mech. coupling of sweep and centre-frequency control

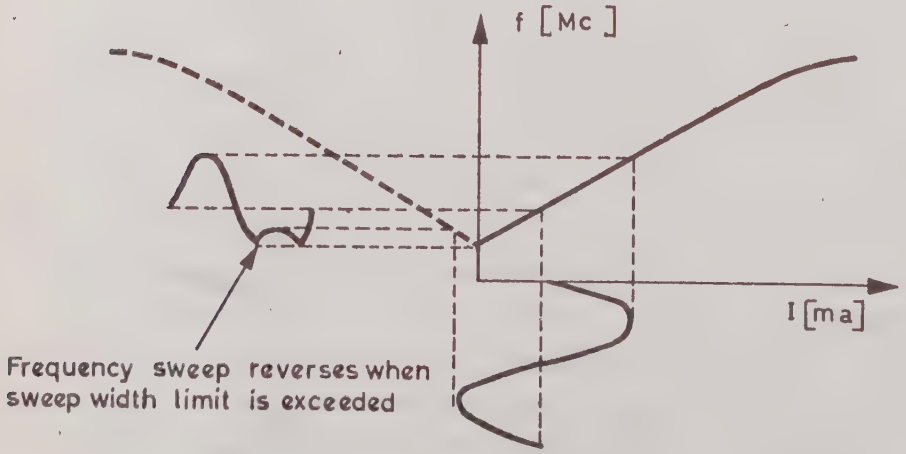


Fig. 16

The smaller the sweep width, the farther the centre frequency can be varied from its mid-range position. With extremely small sweep widths, a variation of the centre frequency over the entire range would be possible. In order to take all this into account, the controls for the centre frequency and sweep width are coupled together in such a manner that with any given sweep width, the centre frequency can only be varied through a range of frequencies that are physically practicable. If the attempt is made to adjust the centre frequency outside of the narrowed-down range, the sweep width control is automatically decreased to a proper value. This mechanical coupling over a simple steel-wire drive between the axles of the two potentiometers prevents the sweep width and centre-frequency controls from being incorrectly adjusted.

Sweep linearization

In order to obtain a scale linearly proportional to the frequency, a linearizing circuit is provided. The driver coils for each range lie in the anode circuit of valve Rö35. The transconductance curve is distorted in such a manner through the use of a voltage-dependent feedback in the cathode circuit that the frequency versus grid-voltage variation is practically linear. Two voltage-dependent resistors are used as non-linear elements whose effectiveness is regulated by series-connected resistors. The sine-wave sweep voltage is obtained from a resistor that lies in series with the horizontal deflection coils. A strictly linear relationship between the sweep width and the deflection of the electron beam is thereby guaranteed. In order to suppress the drifting of the centre frequency when using small sweep widths, the valve Rö35 is heated from a stabilized 6.3 v direct current supply.

Band 0.5 to 50 Mc

The RF voltage of the first range, 0.5 to 50 Mc, is not directly produced but through mixing. The RF voltage of the swept oscillator (valve Rö8 L) operating in the range from 150 to 220 Mc is mixed with the output voltage of a 150-Mc fixed-frequency oscillator. (The swept oscillator delivers its voltage directly to the POLYSKOP output when the set is switched to the 150 to 220 Mc range.) The fixed-frequency oscillator (Rö1) is designed as a push-pull circuit in order to suppress the second harmonic. The difference frequency appearing at the mixing diode is

150 to 220 Mc
- 150 150 Mc
0 to 70 Mc

The difference frequency is amplified by a three-stage wide-band amplifier (Rö2 to Rö7) and then delivered to the RF output of the POLYSKOP. The last of the three stages is a distributed amplifier using four valves.

Output attenuator

Two resistive divider networks are located just before the RF output. One is switchable in 10-db steps from 0 to -60 db; the other in 1-db steps from 0 to -10 db.

E_{out} indication

A rectifier circuit (G18) is connected directly in the RF output. The rectified RF output voltage response can be viewed on the picture tube. (Selector switch for Y_1 or Y_2 in the position E_{out}).

RF control circuit

Since the oscillators have a rather large amplitude response (up to 30%) as they are swept across their frequency range, it is necessary to hold the output voltage constant by means of a control circuit. This control circuit operates in the following manner: (see Fig. 17)

The RF voltage is rectified by G12 just ahead of the calibrated output attenuator. The rectified voltage is applied through R53 to the control grid of valve Rö12 (type EF 804 S) to which, through R85, R86, -85 v are also applied. The resistors R53, R85 and R86 make up a voltage divider which is so adjusted that valve Rö12 is cut off when rectifier G12 delivers no output voltage. The anode of Rö12 is connected to the grid of a double triode (Rö11, type ECC 81) which has both its halves connected in parallel. This double triode is connected in series with the anode current delivered to the switched-in sweep oscillator. When Rö12 is cut off, there is no voltage drop across R83. The grid of Rö11 becomes highly positive causing it to have a low DC anode resistance. The sweep oscillator thereby receives a high anode voltage causing it to oscillate quite strongly. G12 then delivers a positive voltage and Rö12 draws anode current. The anode voltage of Rö12 drops, thereby decreasing the bias voltage of Rö11. The valve Rö11 increases its DC anode

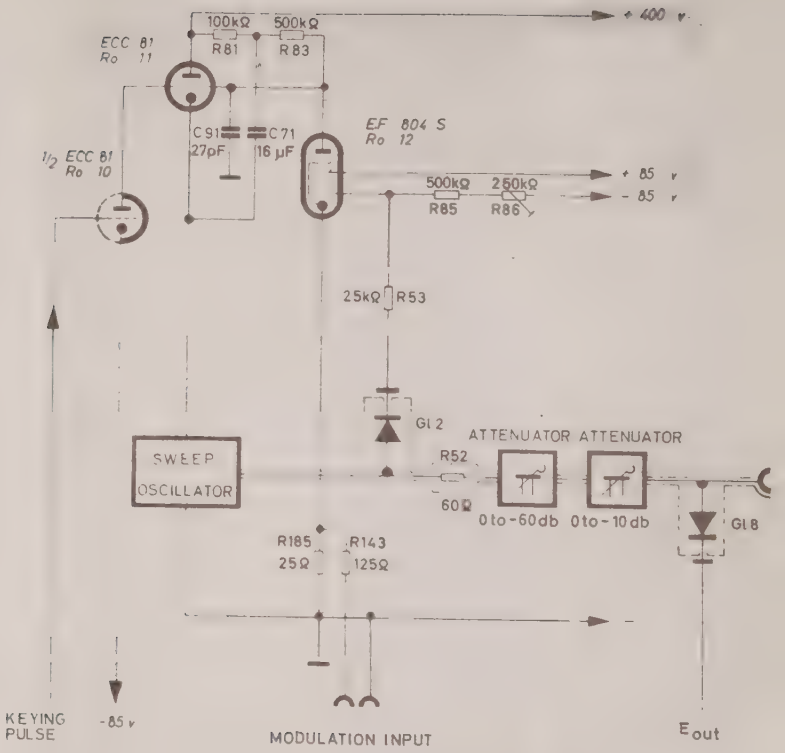


Fig 17 CONTROL AMPLIFIER AND KEYING CIRCUIT POLYSKOP

resistance and the anode voltage of the sweep oscillator drops. The anode voltage and the RF voltage balance out to equilibrium. Any change of the RF voltage level is compensated through the control amplifier by changing the anode voltage to the sweep oscillator so that the original RF voltage change is opposed (backward regulation). An error signal is necessary for the functioning of the control circuit amplifier. This error signal may be smaller the higher the gain of the control circuit amplifier. The control amplifier gain is determined solely by Rö12 since Rö11 operates as a cathode follower having a gain less than 1.

Amplifier for AC variations

In order to change Rö11 into a normal amplifier for fast changes (AC variations), the anode load resistance of Rö12 (R83) is tapped and via C71 (16 µf) connected to the cathode of Rö11. The amplifier stage Rö11 then has a gain of approx. 10 for AC variations. A prerequisite for the faultless operation of this circuit is that the anode resistance of Rö12 is so high as to make the anode current through R83 independent of the anode voltage of Rö12. This requirement is reasonably satisfied with an anode resistance of 2 MΩ. The control amplifier compensates for slow changes of RF voltage level (for instance when frequency bands are changed) with much less accuracy than for the fast variations encountered in frequency sweeping.

EMF indication

To check the operation of the control amplifier, the voltage output response of G12 can be viewed with the Y_2 selector switch placed in the position "EMF".

Signal generator source resistance

The control amplifier not only compensates for the RF voltage level variations caused by amplitude response, AC supply variations, band switching, etc. (internal causes), but also for those which are caused by load variations. In other words, the internal resistance is very low (almost zero) as a result of the control circuit. In order to obtain a source impedance equal to a characteristic impedance of 60 Ω, a 60-Ω resistor (R52) is connected behind the rectifier G12 in the output circuit.

Frequency sweep

The frequency sweep, horizontal deflection and oscillator keying are all synchronized to the AC supply frequency in such a way that an increase in frequency of the sweep oscillator corresponds to a horizontal beam deflection from left to right on the screen of the picture tube. The frequency at any instant corresponds to a definite position of the beam in the horizontal direction. During the flyback of the beam and frequency, the oscillator is keyed off in order to give a 0-reference line in the pattern. The oscillator must be keyed off at the maximum frequency point when the beam is in the farthest position to the right in the display. The oscillator is cut in again at the lowest frequency point to the left in the display. A square-wave voltage is necessary for keying the oscillator. The edges of the square wave coincide with the maxima and minima of the AC supply voltage.

Horizontal beam deflection

Keying off

Generation of keying voltage

The keying voltage is produced in the POLYSKOP by limiting the sine-wave voltage delivered from transformer Tr2. Since due to the limiting action the edges of the square wave coincide with the zero voltage points of the sine wave, the sine-wave voltage must be changed in phase by 90 degrees before limiting in order to obtain the desired phase relationship. The 90-degree phase shift is produced in the phase-shift network R73, R74, C69. R73 is used to adjust the phase shift. The sine-wave voltage is square-wave limited in the left section of Rö10, whose cathode lies at -85 v and whose anode is connected to the grid of the control valve Rö11. During the forward frequency sweep, Rö10 L is cut off and Rö11 can function normally. During the return sweep, Rö10 L is conducting, which drops the anode voltage to a low value (about 30 to 40 v) because of the high anode load resistance (R83 = 500 kΩ). Since the cathode of Rö10 L lies at -85 v, the anode of Rö10 L has a potential of about -40 to -50 v with respect to earth. The anode of Rö10 L is connected to the grid of Rö11, which gives them the same potential. Rö11 is thereby fully cut off and the sweep oscillator stops oscillating.

Amplitude modulation of RF signal

For special measuring problems, it may be useful to amplitude-modulate the RF output signal. For this purpose, a modulation input is provided. The modulating signal is applied to the con-

trol amplifier whose feedback action makes it possible to produce an almost distortion-free modulation up to about 30%.

5.2 Display Section

The display section has the purpose of displaying the amplitude response of various test items as a function of the sweep oscillator frequency. RF signals must be changed into their proportional DC values before they can be displayed. It is therefore necessary to have additional equipment for measuring reflection coefficients, response curves, etc. which produce DC voltages by simple rectification.

RF input

For this purpose, the RF terminated measuring head is provided. The RF signal, which has passed through the test item, is passed on to the terminated measuring head and may be displayed by placing the Y_1 selector switch in the position "RF". For signals that are already rectified in the test item (for example, the demodulator of a receiver or a diode probe), separate vertical-deflection amplifier inputs are provided. Since the demodulated signal of a test item may be either positive or negative, the polarity of the vertical-deflection amplifier inputs may be selected for either positive or negative signals so that an upright picture may always be presented. In order to have the possibility of observing two voltage variables simultaneously, the double-channel vertical deflection amplifier system is provided with an electronic switch.

Vertical-deflection amplifier inputs

Vertical deflection amplifiers

The vertical-deflection amplifiers must have a few special characteristics not found in normal oscilloscope amplifiers. When tracing a linear frequency response curve, the input voltage to the amplifier is a constant value during the forward trace and zero during the return trace. The forward and the return trace each lasts 10 msec. The amplifier must then be able to handle a square wave at the AC supply frequency without any noticeable sag. The lower limit frequency must be extremely low (approx. 0.2 cps). The time constants of the coupling circuits lie at 1

sec and even higher. A voltage stabilizer cell ("Neumannzelle") is connected as a cathode resistor to provide the bias voltage for the first stage. This cell has an equivalent capacitance of 40,000 µf. The screen-grid voltage is produced by a relatively low-resistance divider network that uses no bypassing.

Selectable polarity

The next stage (Rö21 and Rö15 Type ECC 81) is a phase splitter that produces two signals of opposite polarity. The polarity may be selected by means of relay RLS 6 and RLS 7, respectively. The following stage is again a double triode with a common cathode resistor. In the left section, the signal is amplified; the right section serves as cathode follower for the switch-over pulse in dual-beam operation. Up to this stage, both channels Y_1 and Y_2 are identically constructed. The electronic switching in dual-beam operation is accomplished by Rö22 and Rö16. The anodes of the left sections of these valves are connected together and have a common anode load resistor. The grids of the right sections are each connected to one of the switch-over pulses delivered from a bistable multivibrator (Rö23). In normal oscilloscopes, the vertical-deflection amplifier is usually designed as an AC amplifier which is fully adequate for displaying symmetrical signals. The situation is different in the case of oscilloscopes designed to display the response curves obtained by the sweep frequency method. Not including exceptions (discriminator curves), the oscillograph pattern is displayed to one side of the 0-reference line, i.e. the signal is not symmetrical and contains a DC component. If the DC component is not passed through the amplifier, the 0-reference line has a position that is dependent upon the content of the signal displayed. For example, if during an alignment procedure the height or width of the displayed response curve changes, the 0-reference line is displaced vertically. This is very disturbing when trying to evaluate a displayed quantity on a graticule.

Electronic switching

Clamping circuit

In order to avoid this disadvantage, a symmetrical clamping circuit is used which is keyed in synchronism with the sweep frequency. During the flyback period, the resulting 0-reference line is held exactly to a definite voltage level. Rö17 (Type EAA 91) serves as the clamping diode. After the signal is clamped, it

cannot be permitted to pass through any more RC-coupling networks. For this reason, the last two stages are designed as a DC amplifier (Rö18 R and Rö19). The vertical deflection coils L 32 lie in the anode circuit of Rö19 (Type EL 84).

Negative deflection current

Since the anode current flows only in one direction in a valve, it is possible to deflect an electron beam only in one direction from the picture-tube middle. In order to utilize the entire screen for the display, a current is passed through the deflection coils that has the opposite direction to the current passing through the valve Rö19. This current is fed in through R164 and L42 and deflects the beam somewhat over the lower edge of the screen. In this manner the beam may be deflected over the entire picture-tube screen with the anode current of Rö19. The current for the negative deflection of the beam is supplied from the unstabilized HT voltage of the electronically stabilized power supply (approx. 400 v). This voltage is naturally subject to AC supply voltage variations, which affects the negative deflection current. The picture-tube pattern would be displaced in the vertical direction with AC supply voltage variations. In order to eliminate this undesirable effect, a small additional current is brought over from the HT voltage through R188 and fed into the anode circuit of Rö18. Any change in the HT voltage causes a change of operating point, thus changing the anode current of Rö19 which counteracts any change in the negative deflection current.

Clamping circuit and electronic switch.

Clamping circuit

As already mentioned, the clamping circuit serves to fix the O-reference voltage level. The circuit operates in synchronism with the frequency sweep and is controlled by the oscillator keying voltage. This keying voltage is taken from the grid of the keying valve (Rö10 L) and fed to the grid of Rö25 R whose cathode lies at -85 v potential, the same as Rö10 L. The anode of Rö25 R is connected to the grid of Rö25 L whose anode circuit resistance is made up of two equal resistors; one connected to the anode, the other to the cathode. The keying pulse brings Rö25 R into conduction. Because of the high anode load resistance, the anode voltage drops to a low value (approx. 30 v).

Since the cathode lies at -85 v, the anode of Rö25 R drops to about -50 v with respect to earth. The grid of Rö25 L also has the same potential of -50 v which drives it into cutoff. The anode voltage of Rö25 L rises toward 250 v and the cathode voltage drops to earth or 0 v. When the keying voltage is removed (during the forward sweep), Rö25 R is cut off. The grid of Rö25 L rises to the anode supply potential through the anode load resistor R194. Rö25 L conducts. Two square-wave voltages of opposite phase are available at Rö25 L, which are in phase with the keying voltage. These square-wave voltages are applied to the series-connected diodes in Rö17 through capacitors C83 and C84. The diodes rectify the square waves; a pulsating DC voltage is created across potentiometer R168. The phase relationship is so chosen that the diodes are conducting when the sweep oscillator is cut off during the flyback. Since the diode forward resistance is quite low, all of the electrodes of the duodiode have practically the same voltage level, namely the level adjusted at R167 which is applied to the arm of potentiometer R168. Any difference in diode characteristics can be compensated with R168. The point of common connection between the diodes is connected to the input grid of the DC amplifier (Rö18 L). During the clamping action, this grid is connected to the voltage level adjusted at R167 through the low resistance of the conducting diodes. The grid has thereby a definitely fixed potential during the flyback giving a definite position to the 0-reference line on the picture tube. During the forward sweep or trace, the diodes are cut off so that the grid of Rö18 L can be driven by the signal without being influenced by the diode circuit. Since there is no grid resistor, a coupling capacitor (C82) of 1000 pf is sufficient in spite of the extremely low limit frequency. A grid resistor is not necessary since wandering of the grid potential is not possible as a result of the clamping action.

DC amplifier

In dual-beam operation, the two signals delivered by the amplifier are alternately switched in so that the signals are displayed every other frequency sweep. This is noticeable in the display by a decrease in brightness accompanied with flicker. The switch-over from one channel to the other is always accomplished at the end of the forward sweep. The clamping circuit

Electronic switching

then has sufficient time (10 msec) to charge the coupling capacitor C82 to the 0-reference level of the other signal. The switch-overs occur at 1/2 the AC supply frequency.

The switch-over pulses are produced in the following manner:

Generation of switchover pulses

The clamping pulses are taken from the cathode of Rö25 L and coupled to the grid of Rö24 R through capacitor C94. In valve Rö24, the pulses are amplified and limited. The square-wave pulses are differentiated with the RC network of C99-R207 and fed to Rö24 L. Rö24 L is normally cut off by the negative voltage obtained from the voltage divider R206-R207. Only the positive peaks of the differentiated square-wave cause the valve to conduct and produce a negative needle pulse across the anode resistor R208. Since the anode voltage of the bistable multivibrator Rö23 is taken from the anode of Rö24 L, the multivibrator is triggered. The bistable multivibrator (flip-flop) has two stable conditions, i.e. one valve section is conducting while the other is cut off. The system changes from one stable condition to the other with every trigger pulse. The circuit is so designed that at the point between R165 and R199 the voltage varies between -15 v and +50 v with respect to earth. At the point between R204 and R205, the same voltages appear, but with opposite polarity. Rö16 R and Rö22 R are both driven with these voltages. For example, if the grid of Rö22 R lies at -15 v, this section is cut off and Rö22 L can operate as a normal AF amplifier. If the grid lies at +50 v, Rö22 R conducts a heavy anode current and its cathode potential rises to about +55 v. The cathodes of both sections of Rö22 are connected together, therefore Rö22 L has a bias voltage of approx. -50 v (grid voltage to earth, about +8 v), This cuts the valve off even for signals with large amplitudes. The same is true for the functioning of Rö16. The input signals are alternately delivered to the common anode load resistor R138. If one of the amplifier channels is shut off, the electronic switch becomes superfluous. One of the cathodes of Rö23 is switched off so that the appropriate system is not conducting and the multivibrator does not respond to the trigger pulses. The unused channel remains cut out of operation. The cathodes of Rö23 and Rö24 are connected in pairs so that when

Electronic switching

one cathode of Rö23 is switched off, so is one of the cathodes of Rö24. In this manner, the trigger itself, which is bothersome in single channel operation, is also switched out.

5.3 The Marker Generator

The marker generator is used for frequency orientation when evaluating an oscillogram. 1-, 10- and 50-Mc markers may be selected.

Generation of the fundamental frequencies

The crystal oscillator with Rö26 L is connected in a Colpitts circuit which generates a 1-Mc and a 10-Mc fundamental frequency. The crystals are changed by relay RLS 4. The generated oscillations are amplified in Rö26 R, whose anode circuit is switched between a 1-Mc and a 10-Mc tuned circuit. The 10-Mc circuit contains no special capacitor, the valve and wiring capacitances being used.

Harmonic generation

The oscillator with Rö26 R is switched over to a Colpitts oscillator generating a 50-Mc frequency by means of relay RLS 5. (C113-L36-C114). The 10-Mc tank coil L35 is then used as an anode choke while Rö26 L is out of operation. The generated frequency is fed to Rö27 which operates as a harmonic generator. The diode G110 connected in parallel to inductor L37 aids in the harmonic generation. In Rö28 the signal is again distorted by harmonic generation. The harmonic spectrum now reaches up to 400 Mc and is fed to the mixing diode G112. A small part of the signal-generator output voltage is coupled out through R51 for mixing. Each time the signal-generator frequency passes through a harmonic frequency, interference is produced. This beat frequency is amplified through the two stages of Rö29. The RC network of C133/R248/C134/R247 as well as C132/R251 is used to produce a favourable marker form. The markers are amplified once more by Rö18 R and coupled into the vertical deflection amplifier channel through C85.

Marker mixing

Marker amplification

5.4 Power Supply

Heating

The valve filaments are heated with an unstabilized AC voltage of 6.3 v, except for Rö8, Rö9 and Rö35. There are three circuits used to supply the necessary filament current. One side of the filaments in the signal generator section is connected to the chassis so that the filament current is carried by a single conductor from the winding 5-6 of Tr1. The filament current for the vertical-deflection amplifer section is carried by two conductors from winding 3-4, with the filament circuit being earthed through one conductor. The cathodes of valves Rö11, Rö30 and Rö31 have a high DC potential over earth. These valves are supplied from a separate filament winding 1-2 which is not fixed at any potential. However, due to small currents through the cathode-filament insulation, the filament winding approaches the cathode potentials.

RF generator heating

The RF generator valves Rö8, Rö9 and Rö35 are heated from a stabilized DC supply to increase the valve life and provide a higher stability. Approximately 12 v are obtained from the bridge-rectifier G113 which is connected to winding 15-16 of Tr1.

Stabilized heater circuit

This voltage is fed to a transistor stabilizing network comprising T1, T2 and T3. The reference voltage for the voltage stabilization is provided by a Zener or breakdown diode G114. The adjustment of the heater voltage to 6.3 v is made with potentiometer R258.

Anode supply voltage

The anode supply voltage (approx. 205 v) of the valves in the signal generator section and marker generator is not stabilized. This voltage is provided by G15-C61-L30-C62. Stabilization is not necessary since the EMF control circuit holds the RF output voltage constant anyway.

The anode voltage of the display section (250 v) is electronically stabilized by the circuit containing Rö30, Rö31, Rö32 and Rö33. The stabilizer network only compensates variations in the output voltage; therefore, only the output voltage needs to be adjusted.

HT voltage

The HT voltage (approx. 400 v) feeding the regulator circuit is supplied through the bridge-rectifier G14. The negative sides of the filter capacitors are not earthed, but connected to corresponding points on the plus side of the 205-v anode voltage supply. By this means, normal electrolytic capacitors with a working voltage of 250 v may be used in spite of the 400-v HT voltage.

High voltage

The high voltage for the picture tube (approx. 4 kv) is produced by a voltage-doubler circuit using cartridge-type selenium rectifiers which are supplied with 1.7 kv AC. The filtering is accomplished with C57-C58; the resistors R65-R66 serve to discharge the high-voltage capacitors after the set is shut off.

Negative voltage

The -85 v which is necessary at several points in the set is supplied with the circuit comprising G16-C67-R72-C68. This voltage is stabilized with the reference tube Rö34 (Type 85 A 2).

Blower

A blower is built in at the rear of the set which provides protection against excessive temperatures during prolonged operation.

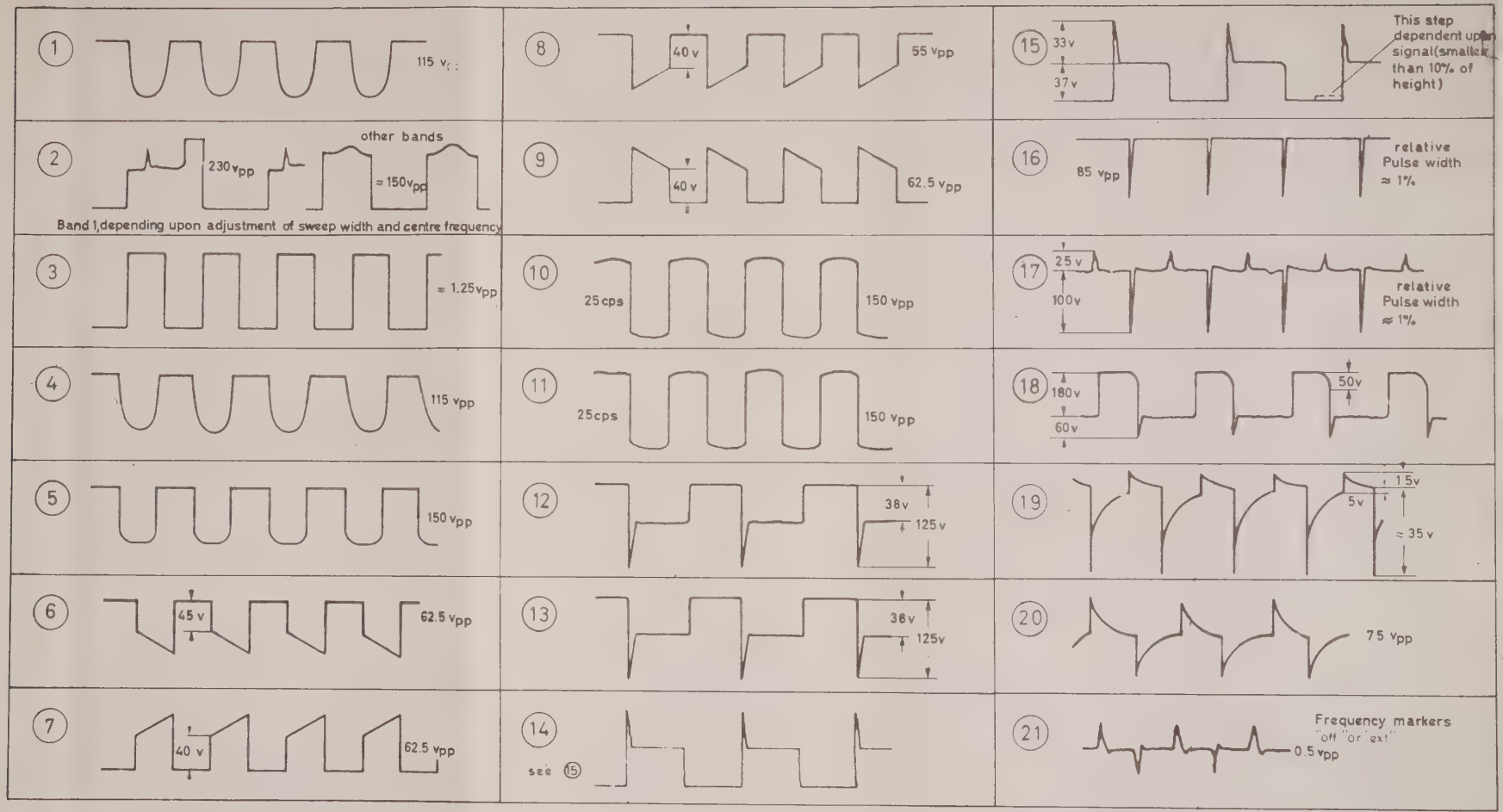


Fig. 18 WAVE FORM CHART

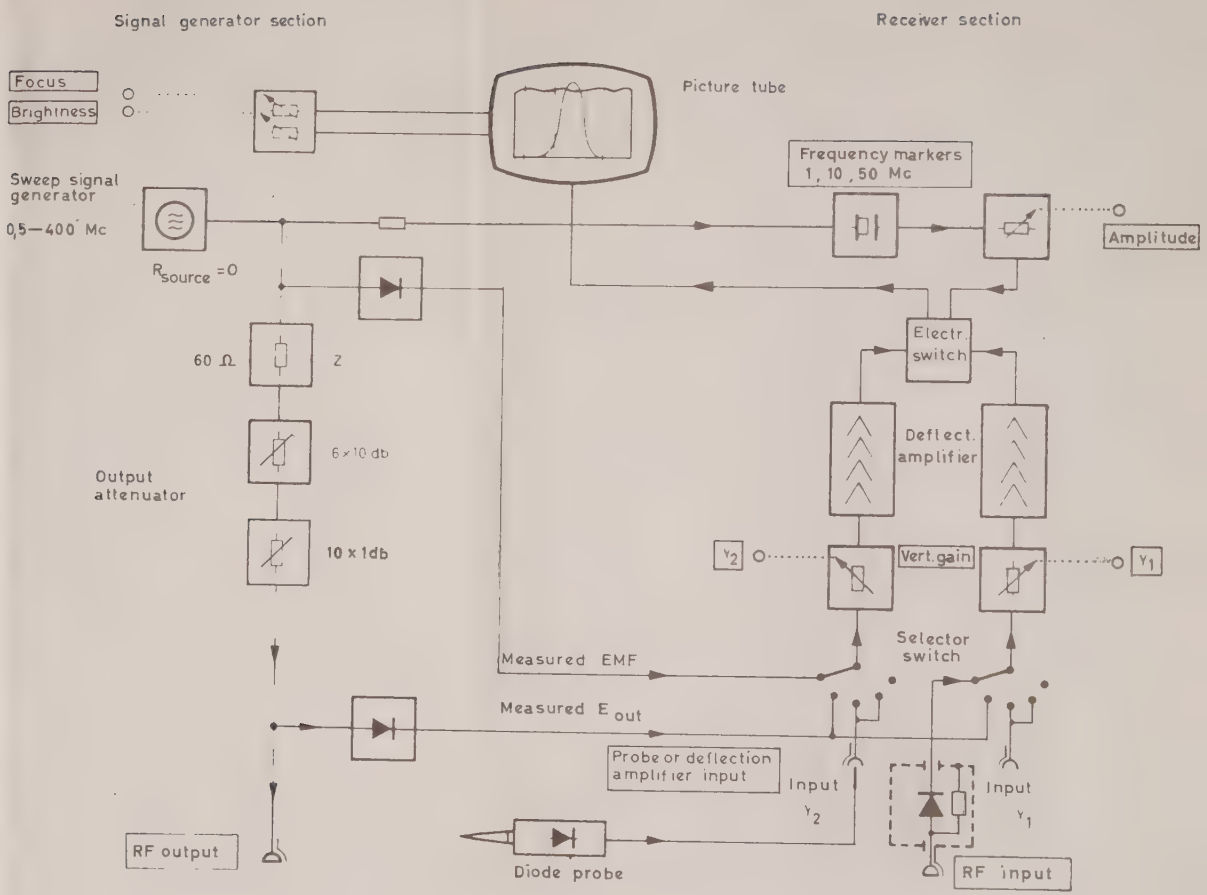


Fig. 19 Block diagram

6. Specifications

6.1 Sweep Signal Generator

Frequency range	0.5 to 400 Mc
in five bands	0.5-50, 50-150, 150-200, 220-310, 310-400 Mc
Overlapping of the bands	more than 10 Mc (5 Mc between sub-ranges 1 and 2)
Sweeping	
Sweep width	$\pm$0.2 to $\pm$50 Mc about centre frequency but not beyond band limits; continuously variable
Centre frequency	adjustable within the bands
Frequency sweep	sine wave, rising; retrace blanked
Amplitude modulation	possible in addition to sweeping
Frequency range	50 cps to 20 kc
Modulation depth	max. 30%
Voltage requirement	approx. 70 mv/% modulation
Input impedance	150 Ω
Input	4-mm telephone jacks (rear connection) single-ended
Output voltage	0.5 v_{rms} when match-terminated (Z_o = 50 Ω 0.4 v_{rms}) built-in attenuators for 10-db steps up to 60 db and 1-db steps up to 10 db
Flatness of output level of swept RF frequency within the band limits	within 0.1% per Mc sweep width when match-terminated.
Flatness of EMF within the band limits	within 0.05% per Mc sweep width
Distortion	less than 5%
Source impedance	50 Ω for BN 4244/50 60 Ω for BN 4244/60 75 Ω for BN 4244/75
Output	R&S connector Dezifix B

6.2 Display Section	two identical, independent channels electronically switched at one-half the sweep frequency, gain continuously variable
Inputs	(1) coaxial RF input with built-in terminating resistor and detector (2) two RF diode probes (3) two deflection amplifiers
RF input	50, 60 or 75 Ω dependent on BN; detector isolated from DC
Frequency range	0.5 to 400 Mc (usable to 1000 Mc)
Sensitivity	50 mv for full picture height
Reflection	less than 3% up to 400 Mc
Power rating	max 1 w, RF plus DC
Connector	R&S connector Dezifix B
RF diode probes	
Frequency range	0.5 to 400 Mc
Sensitivity	30 mv for full picture height
Voltage rating	max. 10 v
Input impedance at 300 Mc	20 kΩ shunted by 3 pf; withstands DC up to 500 v
Connection	to deflection amplifier input sockets
Probe without coloured mark . . .	negative signal, detector circuit earthed
Probe with red mark	positive signal, detector circuit floating
Deflection amplifier inputs	for circuits under test which contain a detector
Frequency range	0.5 cps to 7 kc
Sensitivity	2 mv for full picture height
Polarity	positive or negative
Input impedance	500 kΩ; withstands DC up to 500 v
Connectors	coaxial 13-mm sockets

6.3 Picture Tube Assembly . . .	oscilloscope for simultaneous presentation of two quantities by electronic switching
Size of screen	280 x 210 mm, 36-cm picture tube with magnetic deflection
Quantities measured, separately selectable for each channel	output voltage of sweep signal generator; voltages of circuit under test applied to RF input or RF diode probes or vertical-deflection amplifier inputs, EMF of sweep signal generator for performance check
Frequency axis	horizontal
full width of picture	equal to sweep width of sweep signal generator
Calibration	by frequency markers
Frequency markers	internal and/or from ext. frequency; variable in amplitude; independent of circuit under test
internal	crystal-controlled; at 1 or 10 Mc; 50 Mc for orientation (free running), switch-selected
external	frequency of an external signal generator; voltage requirement approx. 1 v_{rms}, input: R&S connector Dezifix B on the rear, 60 Ω, usable for generators of 50, 60 or 75 Ω.
Voltage axis	vertical; zero reference line can be vertically shifted over full height of screen
Voltage indication characteristic	approx. square law (RF inputs); dependent on rectifier circuit under test at deflection amplifier inputs
Voltage reference lines	provided at linear sub-divisions on replaceable illuminated plexiglass graticule
Calibration	by reduction of the sweep signal generator voltage by the built-in attenuators
Range of attenuation and gain measurements	45 db for attenuation; 60 db for gain, extendible by attenuator pads

Accuracy . . . . . ±0.1 db

Response curves that change in amplitude from 10% to 100% of max. value within 20 kc of sweep width can be fully resolved.

6.4 Common Data

Power supply	115/125/220/235 v $^{+10}_{-10}$%, 47 to 63 cps (200 va)
Valves, etc.	
Valves	2 valves E 88 CC 8 valves E 180 F 1 valve EAA 91 13 valves ECC 81 2 valves EF 86 2 valves EF 804 S 1 valve EL 84 2 valves EL 86 1 valve EL 95 1 valve MW 36 - 44 (or 14 M 10 P 4) 2 reference tubes 85 A 2
Transistors	2 transistors OC 604 spec. 1 transistor AD 130 V
Scale lamps	2 scale lamps RL 165 S 1 scale lamp RL 215
Fuses	1 fuse 1 amp for 220/235 v
Dimensions (W x H x D)	540 x 370 x 575 mm (steel cabinet with cover)
Weight, accessories included	approx. 55 kg

6.5 Accessories, included in the price

1 power cord . . . . . R&S Stock No. LK 333

1 RF diode probe . . . . . earthed BN 42443

1 RF diode probe . . . . . off earth BN 42444 (marked red)

2 spare tips (for diode probes)

1 coaxial cable with 2 Dezifix B connectors

50 Ω . . . . . E 4244/50-48

60 Ω . . . . . E 4244/60-48

75 Ω . . . . . E 4244/75-48

6.6 Recommended Accessories (on separate order)

Precision extension cable with Dezifix connector

50 Ω, approx. 50 m in length . . . . BN 356815/50

60 Ω, approx. 50 m in length . . . . BN 356815/60

75 Ω, approx. 50 m in length . . . . BN 356815/75

Coaxial 13-mm plugs, R&S connectors Dezifix B, adapters from Dezifix B connector to other makes, cables for 13-mm plugs, Dezifix cables, attenuator pads, matching pads for various characteristic impedances, baluns.

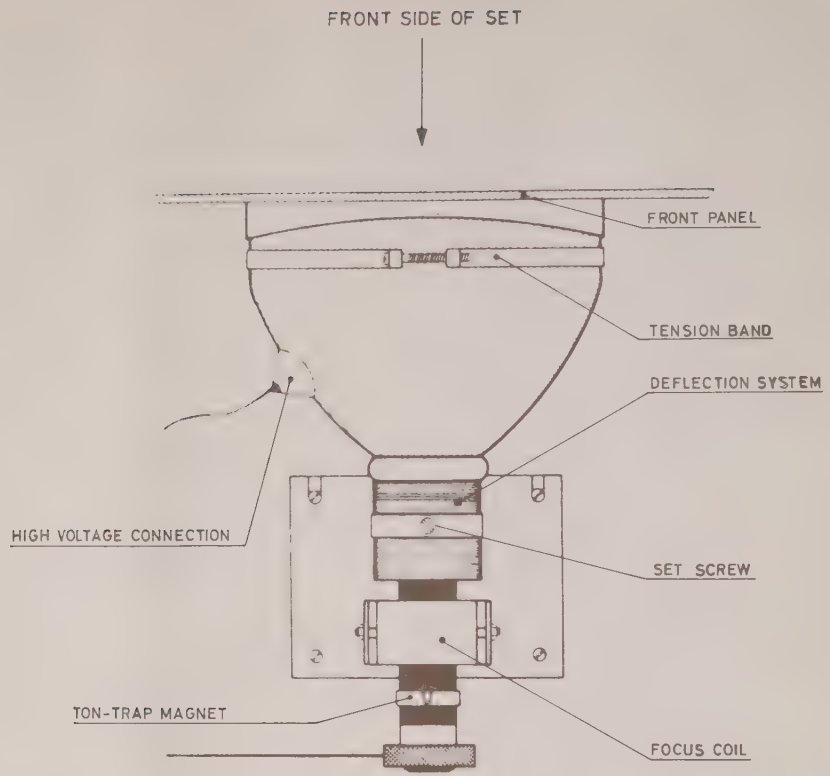


Fig 21 POSITION OF PICTURE TUBE

7. Maintenance of the POLYSKOP

7.1 Picture Tube

A normal TV picture tube is used in the POLYSKOP for the display. The steel cabinet and the 5-mm plexiglass protector offer a protection against a possible damaging of the picture tube.

The picture tube must support a force of several tons of atmospheric weight. If the glass enclosure is damaged by shock, forceful impacts, or even scratches, an implosion may result that can seriously injure persons standing nearby. It is dangerous to use or set up the POLYSKOP anywhere without the steel cabinet or plexiglass protector. When cleaning the plexiglass protector or making repairs where the POLYSKOP is removed from its cabinet, face and hands should be protected with a face guard and gloves. These precautions are especially important when a new picture tube is being mounted. If the equipment must be left without a cabinet for a prolonged period, a linen cover should be placed over the set.

7.2 Replacing the Picture Tube (see Fig. 21)

The set must be shut off for at least 10 minutes so that the high voltage of 4 kv has definitely dropped to 0. However, we recommend that the high-voltage cable be disconnected and short-circuited to earth. In addition, the high-voltage aquadag connector on the picture tube should be earthed with a piece of wire in order to remove any remaining charges.

When replacing the picture tube, the above mentioned precautions are to be especially observed. Without using any force, the picture tube may be removed from its socket. Remove the ion-trap magnet located between the tube base and the focus coil by pulling back. Loosen the mounting screws which fasten the entire deflection system to the chassis. After removing the multi-pin connector, the deflection system can be removed from the rear of the set. Then support the neck of the picture tube with a soft rag. Finally, loosen the tension band near the face of the tube and remove the picture tube from the top of the set.

The picture tube should never be held by the neck alone or even turned. One should always carry the picture tube with its face downward in the flat of the left hand while the neck is lightly held with the right hand. The picture tube may then be set upon a soft surface and secured against tipping.

The n e w picture tube is then mounted using the reverse procedure.

7.3 Adjusting the Ion-trap Magnet

Push the ion-trap magnet on the tube neck so that the arrow points to the tube base (pin 9). Turn the set on and advance the intensity control fully clockwise. By moving the ion-trap magnet forwards and backwards in addition to turning it, an indication of the beam is obtained. Turn the intensity control back while adjusting the ion-trap magnet to maintain the highest intensity.

7.4 Adjusting the Display Position

An inclination of the displayed oscillogram may be corrected with the deflection coils. First loosen the screw on the holding band of the deflection coil assembly and push this assembly as far as possible in the direction toward the face of the picture tube. By rotating the deflection coils, the horizontal position is adjusted. A separate adjustment of the vertical and horizontal deflection coils is not possible or necessary.

7.5 Adjusting the Focus Coil

The focus coil is located between the deflection coils and the ion-trap magnet. The focus coil may be adjusted in all directions after the two screws to the chassis and the nuts on the side have been loosened. The coil is adjusted until the displayed O-reference line is perfectly straight and the beam does not disappear from view at the edges of the screen. You should be careful that no point of the inner surface of the focus coil comes closer than 1 mm to the neck of the picture tube. In no case should the focus coil be permitted to touch it.

The focus coil and ion-trap magnet cannot be adjusted without interaction. As a last step, the ion-trap magnet must once again be adjusted for maximum intensity of the beam. The set is placed into its cabinet after a l l the loosened screws have been tightened.

7.6 Replacing the Valves in the POLYSKOP

All valves in the POLYSKOP can be replaced with the same type of replacement valves without affecting the operation of the set.

7.7 Replacing the Transistors

The power transistor T3 is mounted on a cooling plate located underneath the RF output connector. Note that the cooling plate is isolated from the chassis and has approx. 12 v DC with respect to earth. Bits of metal or screws may cause a short-circuit that can lead to the destruction of the rectifiers.

The two transistors T1 and T2 and the Zener or breakdown diode G114 are accessible after removal of the mount for the heater voltage control, potentiometer R258, located under the picture-tube chassis mount. The replacement transistor must be soldered in.

After replacing the transistors or the breakdown diode, a readjustment of the stabilized heater voltage is necessary (see paragraph 8.2).

7.8 Replacing the Graticule Illumination Lamps

To replace the two small tubular lamps which serve to illuminate the graticule, the plexiglass protector must be removed by pulling it out at the top. After the plexiglass protector has been removed, the two molded phenolic wedges located above the lamps in the protector guiding tracks may be tilted inward so that the lamps can be removed from the outside. To remove the lamp at the right-hand side, the screening cover which covers the vertical-deflection amplifier inputs must be removed. The AC pilot lamp may be replaced with a normal screw-base lamp.

7.9 Replacing and Cleaning the Graticule

After the set is removed from its steel cabinet, the plexiglass protector containing the graticule may be pulled upward out of the guiding tracks. The face of the picture tube may only be cleaned with a dampened soft rag. The same is true for the plexiglass protector, which is quite easily scratched.

7.10 Hints for Proper Operation

7.10.1 Operation from Low AC Supply Voltage

The POLYSKOP operates perfectly from voltages that deviate from the nominal value by up to ±10%. However, a supply voltage of -10% from nominal value should be avoided for continuous operation since certain valves may fail too soon because of overloading.

7.10.2 Overloading the Oscillator Valves

In the first range 0.5 to 50 Mc, with the sweep width control turned to minimum and the centre frequency control turned to maximum, an output frequency greater than 50 Mc is produced, which lies outside the limit frequency of the wide-band amplifier. The frequency is therefore no longer passed. The EMF control circuit attempts to hold the output voltage constant and feeds the maximum anode voltage to the oscillator valves used in this frequency range. In particular valve Rö8 is overloaded and may suffer damage.

8. Repairing the POLYSKOP

(see Circuit Diagram and Table of Replaceable Parts)

You are asked to obtain help from our nearest representative in case of any malfunctioning of the set. Repairs should only be made in emergencies without a factory representative. The most important procedures for making alignments are compiled in the following paragraphs.

The locations of the adjustments are shown in the sketches of Fig. 23.

8.1 Adjusting the Regulated Anode Supply Voltage

The regulated anode supply voltage is adjusted to +250 v with R218. The voltage is measured from the cathode of valve Rö30 or Rö31 to earth.

8.2 Adjusting the Regulated Heater Voltage

The regulated heater voltage should be 6.3 v. It is adjusted to this value with R258. The voltage is measured at one of the oscillator valves Rö8 or Rö9 after opening the left side of the chassis.

8.3 Testing the Voltage Values

The voltage ratings are given in the circuit diagram for the most important points in the POLYSKOP circuit. These voltages should be measured with a high-impedance voltmeter such as the ROHDE & SCHWARZ Type URI or URU or a similar type vacuum-tube voltmeter.

8.4 RF Oscillators

The four RF oscillators in the left-hand side of the POLYSKOP are adjusted at the factory and secured with lacquer. We emphatically recommend that no changes be made on the tiny oscillator coils which are wound on a special ferrite core. Frequency range changes cannot occur from replacing the oscillator valves.

If the lowest range 0.5 to 50 Mc does not function properly, the frequency of the fixed oscillator may be adjusted with trimmer C12. The frequency should lie around 150 Mc. The output coupling loop of the oscillator (Rö1) is pushed only close enough to the tank circuit so that the EMF indication response is flat up to 50 Mc with the output attenuator set at -20 db. A coupling that is too high results in an inadmissibly high distortion which is caused by overdriving the mixing diode G11.

8.5 Setting the RF Output Voltage

The RF output voltage of the POLYSKOP is adjusted at the factory with the control R86 so that, with the output attenuators set at 0 db, the output voltage is 0.5 v_{rms} when connected to a resistor equal to the source resistance, i.e. with matched conditions. The adjustment is made with the help of a wide-band oscilloscope. The POLYSKOP is adjusted to a small sweep width in the lowest frequency range between 1 and 3 Mc which are frequencies that can be displayed on the oscilloscope without fall-off. The display amplitude of the RF signal should have 1.4 v_{rms}.

8.6 Replacing the Measuring Diodes

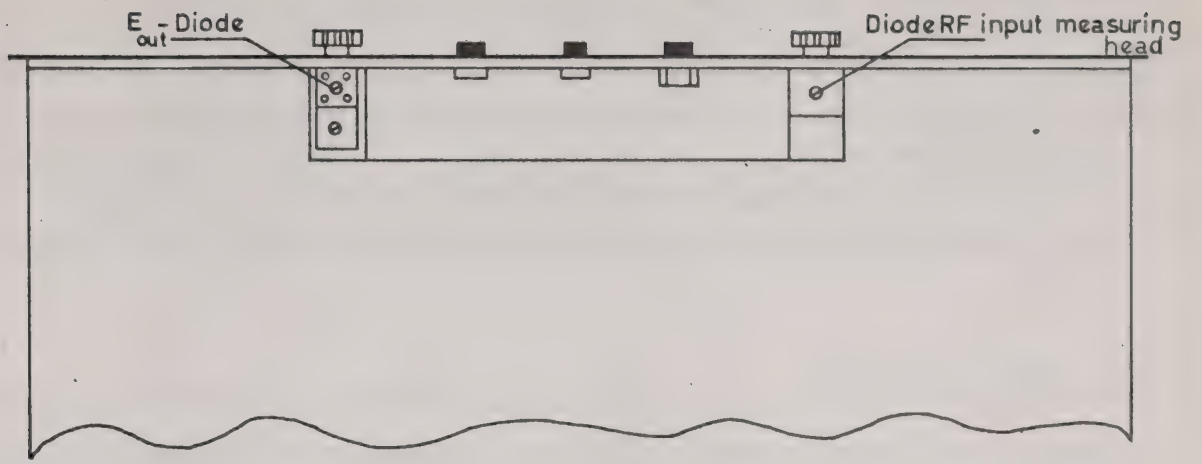
8.6.1 Control Diode

The location of the control diode G12 can be seen from Fig. 23. The diode may be replaced with the same type. It is necessary to pay particular attention to the polarity. (Commercial cartridge-type diodes are available that have a reversed polarity).

8.6.2 Diodes Located in the RF Output and RF Input Measuring Heads

After removing the set from its cabinet, the output and input measuring heads are accessible through an opening in the bottom plate. The screw caps nearest to the front panel (Fig. 22) are removed with a screwdriver. The diodes can then be replaced with ones of the same type.

Fig. 22



8.7 O-Reference Line Adjustment

If the O-reference line is not level or has a sag, the focus coil must be repositioned (see paragraph 7.5). If the O-reference line has a double trace, this may be corrected with potentiometer R168 (Fig. 23).

The adjustment is made as follows:

(1) Remove valve Rö19 (type EL 84) from its socket.
(2) Adjust the O-reference line with R164 to slightly under the lower edge of the picture screen.
(3) Now replace valve Rö19.
(4) Adjust the O-reference line to the centre of the screen with the O-LINE control and potentiometer R167.
(5) Adjust R168 so that the O-reference line does not appear as a double trace.
(6) Finally, the control range of the O-LINE control is adjusted with R167 so that the O-reference line is adjustable from the lower edge of the screen up to slightly above the screen centre.

You should n o t leave the O-reference line in the upper part of the screen for prolonged periods because of the overloading of valve Rö19.

8.8 Equal Display Amplitudes for Positive or Negative Signals

The two potentiometers, R150 for the Y_2-deflection amplifier, and R152 for the Y_1-deflection amplifier, are provided for adjusting equal gains for positive or negative signals in the two amplifier channels. These potentiometers are accessible after the right-hand cover plate is removed. In general, any gain difference is caused by a defective valve, Rö15 or Rö21.

8.9 Marker Generator

If the marker amplitudes are insufficient, especially in the upper frequency ranges, it may be necessary to replace the marker mixing diode G112. The diode mounted in clips near valve Rö20 is accessible after the chassis covering plate on the right-hand side is removed.

If the 1-Mc or 10-Mc marker spectrum fails to appear, the respective crystal should be checked and replaced if necessary. The two crystals are mounted in plug-in receptacles located inside of the set near Rö26.

The 50-Mc markers are produced in the tank circuit containing L36. When the valve Rö26 is replaced, it is possible that the 50-Mc markers do not coincide exactly with the corresponding 10-Mc markers.

A correct marker position may again be established by adjusting the tuning slug of coil L36. The adjustment is best carried out in the upper frequency range around 350 Mc.

8.10 Adjusting the Display Width

The width of the display can be adjusted with potentiometer R68, the adjustment being made at the nominal AC supply voltage. The display width is best adjusted to about 1 cm beyond the limits of the graticule X-co-ordinates, thereby assuring a full display width even with a low AC supply voltage.

8.11 Adjusting the Keying Phase

The keying of the sweep oscillators must be phased correctly so that during the return trace of the display, a 0-reference line is produced. The phase

position of the keying pulse can be adjusted with potentiometer R73. The adjustment is best made with a reduced display width, the correct position of the keying pulse being especially observable.

An adjustment of the keying phase may be necessary when the POLYSKOP is used at another AC supply frequency, i.e. different from 50 cps.

8.12 Adjustment of the Sweep-Width Linearity

The 10-Mc marker spectrum is used most advantageously for observing the linearity of the sweep width.

In case the adjustment of the linearity should prove necessary, this can be accomplished with the variable resistors R261, R262, and R263. These three resistors are so adjusted that the distances between the frequency markers are as equal as possible, but in no case more than the ratio 1:2 different from one another. This adjustment should be checked in all frequency ranges and, if necessary, so corrected that the linearity of the sweep width is as equally good in all ranges as possible.

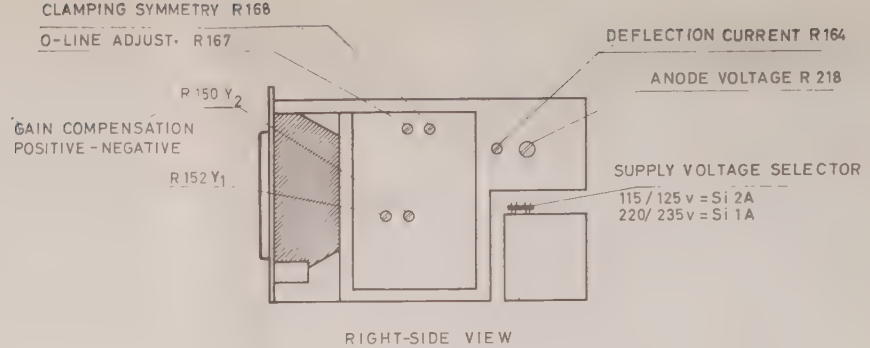
R261 affects the marker distance at the left-hand side of the screen.

R262 affects the marker distance from the middle up to the right-hand side of the screen.

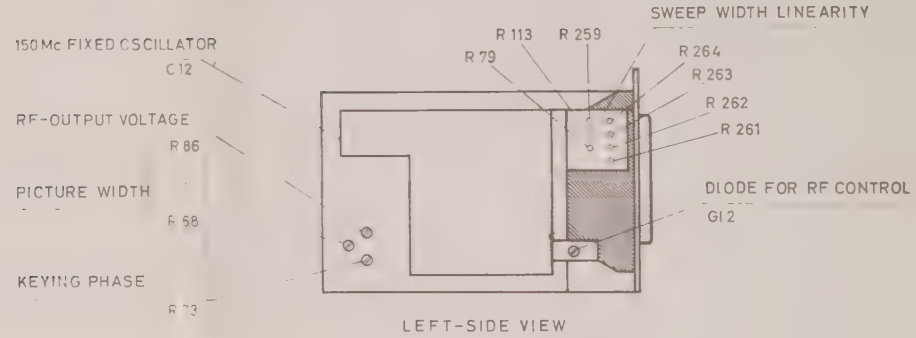
R263 affects the marker distance at the far right-hand side (usually turned completely clockwise).

The adjustment of the centre-frequency and sweep-width control ranges can be affected by the adjustment of the sweep-width linearity. The range of the centre frequency and sweep width should therefore be rechecked after completing the sweep-width linearity adjustment. R69 provides adjustment for the maximum sweep width. Since the display-width control R68 also affects the sweep width, it should be adjusted beforehand. The control range of the centre frequency is adjusted using R113 at the lower and R79 at the upper end of the range.

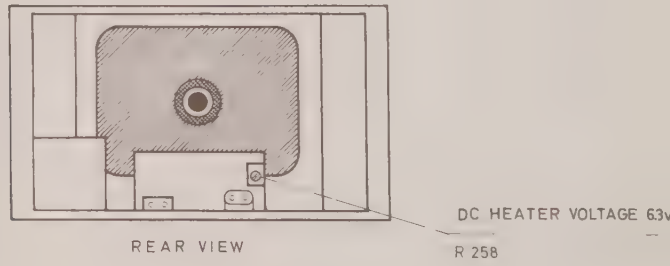
Finally, the anode current limit of the valve Rö35 should be checked and adjusted if necessary. To accomplish this, the coarse and fine controls of the sweep width are turned completely counterclockwise; and then the coarse and fine controls of the centre frequency are turned completely clockwise. The voltage between the arm of R259 and the control grid of Rö35 is measured with a high-impedance voltmeter such as our Type URI (input impedance 10 MΩ). A bias voltage of 1.5 v should be measured, this value being adjusted with R259.



RIGHT-SIDE VIEW



LEFT-SIDE VIEW



REAR VIEW

Fig. 23 LOCATION OF SCREWDRIVER ADJUSTMENTS

9. The Fundamentals of the Sweep Frequency Method with its Limitations

9.1 Introduction

There are several important things that must be taken into account in regard to transient response if the frequency response of any four-terminal network is measured not at fixed frequencies, but with a steadily changing frequency sweeping through the desired frequency range.

The simplest example for explanation is the response of a resonant circuit connected in the anode circuit of a pentode. If this resonant circuit is suddenly excited at its resonance frequency f_o, the voltage across the circuit rises exponentially and reaches 100% of its final value after a definite time. The length of time taken to reach its final value is dependent upon the Q of the circuit and therefore its bandwidth. The greater the Q, the slower is the voltage rise across the circuit. Fig. 24 shows the response rise of such a resonant circuit.

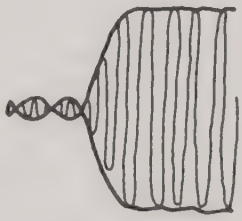


Fig. 24

The transient response time τ of a resonant circuit is calculated from

$$\tau = \frac{1}{B} \quad \text{(sec)} \qquad (1)$$

where B is the 3-db bandwidth of the circuit. After the time τ, the voltage amplitude across the circuit has risen to over 95% of its final value (Fig. 25).

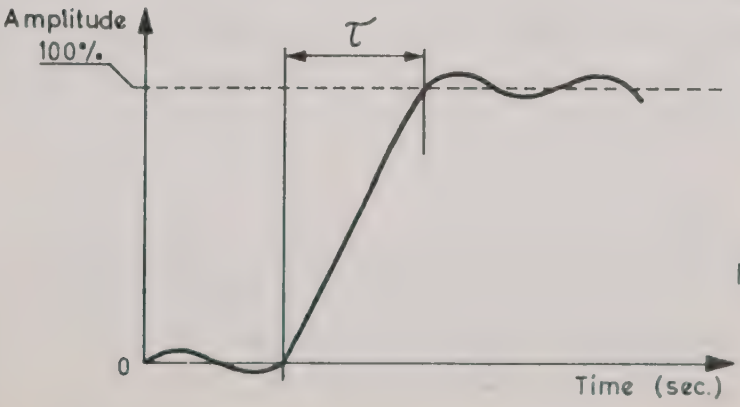


Fig. 25

If we want to measure the voltage amplitude of the resonant circuit without appreciable error, we must allow a time of at least τ so that the circuit can reach its full amplitude.

Now if we measure the same resonant circuit with a continuously changing frequency, the exciting frequency dwells only a short time in the bandwidth of the resonant circuit depending upon the sweep width and sweep time. This "dwell time" T_v must logically be at least equal to the time constant τ so that the resonant circuit may reach its full voltage amplitude.

$$T_v \geq \tau \qquad \text{(sec)} \qquad (2)$$

With periodic frequency sweeping, the ratio between the sweep width F and the bandwidth of the test item B is equal to the ratio between the sweep time T and the dwell time T_v. We may write

$$\frac{F}{B} = \frac{T}{T_v} \qquad (3)$$

Substituting $T_v = \tau$ and $\tau = 1/B$ (equation 1) in equation 3, we obtain the important relationship

$$B = \sqrt{\frac{F}{T}} \qquad \text{(cps)} \qquad (4)$$

B = 3-db bandwidth of the resonant circuit
F = sweep width
T = sweep time

Using these relationships, the resulting error is less than 5% only in the case of simple single resonant circuits.

If the test item is a bandpass filter with a bandwidth B, the transient response τ is the same as for a single resonant circuit as described by

$$\tau = \frac{1}{B} \qquad ((1))$$

If we use the relationship (4) as a basis for measurement, it is true that the amplitude of the transient response will reach over 95% of its maximum value, but the response curve would have an appearance just as if a single resonant circuit were being measured (Fig. 26).

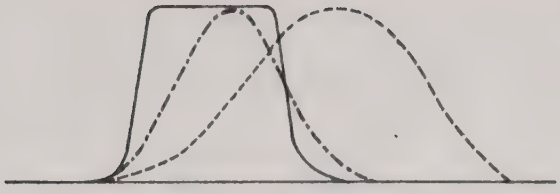


Fig. 26

The steep slopes of the bandpass curve are not resolved. Since we want to resolve the response curve of a test item as highly as possible, the dwell time T_v must be so dimensioned that it is sufficiently long for the sharpest amplitude changes (Fig. 27).

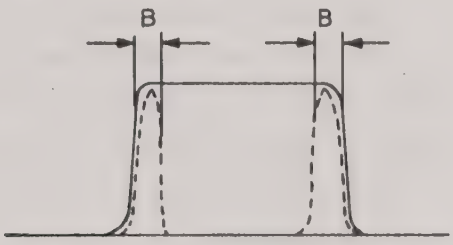


Fig. 27

If we think of the steepest slope as being one of the two slopes of a symmetrical response curve of a single-tuned circuit, the sweep rate F/T must be chosen to correspond with the bandwidth B' of this single-tuned circuit. We therefore obtain

$$B' = \sqrt{\frac{F}{T}} \qquad \text{(cps)} \qquad (5)$$

9.2 Sine-wave Frequency Sweep

The above analysis is made on the assumption that the sweep frequency varies strictly linearly with time (constant sweep rate). Many sweep generators are swept with a sine-wave voltage obtained from the AC supply, for instance. In this case, the sweep rate varies throughout the sweep cycle (Fig. 28).

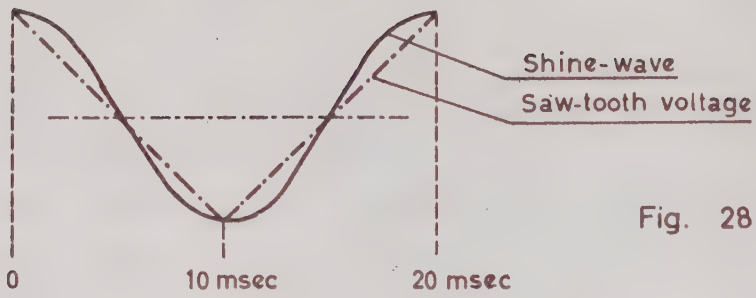


Fig. 28

We are interested in the fastest frequency change in the sine-wave cycle. The fastest change occurs as the voltage cycle passes through zero and has a value $\pi/2 = 1.57$ times greater than a saw-tooth voltage having a period equal to a half sine-wave period. For sine-wave sweeps, the following equation should be used in place of equation (4):

$$B = \sqrt{\frac{1.57.F}{T}} \qquad (6)$$

We must always keep in mind that the resolution of the displayed response curve corresponding to equation (6) is only true at the centre of the display screen. The resolution is greater at the edges of the screen. The points A and A_1 in Fig. 25 have the same resolution as would be given by a linear saw-tooth sweep (Fig. 29).

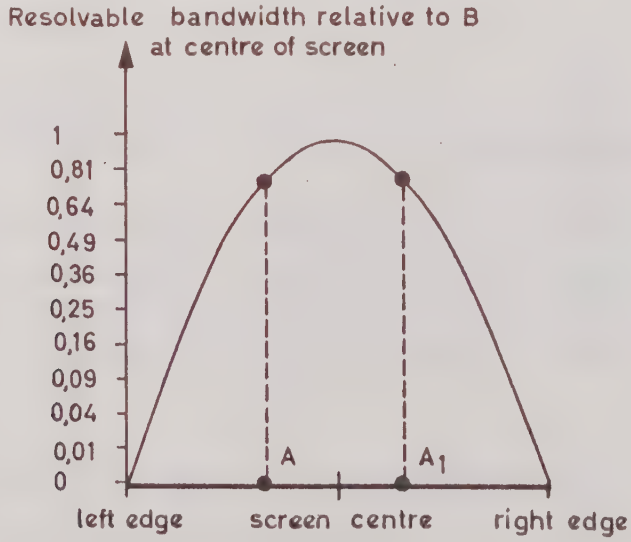


Fig. 29

Resolvable bandwidth as function of position on screen

By varying the centre frequency, the displayed curve can be moved to the left and to the right of the screen. If in doing this a change in resolution is observed, this indication can be used to test the adequacy of the necessary dwell time.

With the aid of the chart in Fig. 30 it is possible to determine a resolution factor for all values of sweep widths and sweep times that are normally encountered. Here, the resolution factor $\mathcal{S}$ is defined as the ratio of the smallest bandwidth having a sufficient dwell time as calculated in equation (4) to the entire sweep width, the sweep time being a parameter. This relationship may be written as

$$\mathcal{S} = \frac{B}{F} \qquad T = \text{parameter}$$

From the chart, we can see that the smaller the sweep width, the larger the resolution factor becomes (constant sweep time). The higher the resolution factor, the worse is the actual resolution since more and more of the displayed sweep is used in the transient response of the test item.

Let us take a special example of an extreme case. Suppose we have a steep-sloped bandpass filter that is to be measured with a sweep width and sweep time such that the filter bandwidth is just equal to the value B, i.e. $\mathcal{S}$ = 100%. Instead of seeing a straight-line response curve displaced from the 0-reference line, we would see an exponential curve rising to its maximum amplitude to the right of the display screen. The resolution of the actual response curve is therefore extremely poor.

The chart of Fig. 30 may be used to help provide more clarification. Suppose we have a sweep time T of 10 msec and a sweep width F of 100 Mc, it is possible to resolve a least bandwidth B of 100 kc or 0.1% of the sweep width. If the sweep width F is decreased to 100 kc with the same sweep time T, a least bandwidth B of 3.16 kc can be resolved or 3% of the sweep width. If the sweep width is decreased even further to 1000 cps, the least bandwidth is only 316 cps or roughly 30% of the sweep width, i.e. 30% of the sweep width is used in the transient response of the test item. If we wish to resolve or provide sufficient dwell time for 1% of the sweep width, it is necessary to raise the sweep time T from 10^{-2} sec up to 10 sec when using a 1000 cps sweep width.

We should recognize the following points:

Sweep-frequency measuring equipment is especially suited for broadband measurements. The high sweep times (around 10^{-2} sec) give a flicker-free oscilloscope display. When using sweep widths greater than 300 kc, we may obtain in all cases a sufficient dwell time for bandwidths less than 1% of the sweep width, or expressed as 1% resolution.

Since the optical resolution of the displayed patterns on oscilloscopes is limited, a 1% resolution of the sweep width seems to be all that is necessary or reasonable.

9.3 Detection and Indication of the Measured Values

We have considered up to now the effect of the automatic frequency sweep upon the response curves of test items. The circuits involved in bringing the measurement results to the display screen of the picture tube will now be considered. These circuits include the rectifier arrangements for measuring the RF voltages and the vertical-deflection amplifiers with their display sections. All of the sections must be able to follow the sharpest amplitude variations of the test item without distortion, i.e. the system must have a sufficient rise time. The upper frequency limit f_g to be used in dimensioning the rectifier time constants and the vertical-deflection amplifiers may be calculated from equation (4) for any given sweep width and sweep time.

$$f_g \approx \sqrt{\frac{F}{T}} \qquad (7)$$

We should note that the time constants of the rectifiers and the bandwidths of the deflection amplifiers have to be dimensioned with a limit frequency f_g that is equal to the least resolvable bandwidth for the highest sweep width that is to be used.

Example:

The sweep width F is 10 Mc; the sweep time is 10 msec. We are using a linear saw-tooth sweep. The least resolvable bandwidth B is calculated from equation (4)

$$B = \sqrt{\frac{10^7}{10^{-2}}} = 3.16 \cdot 10^4 = 31.6 \quad (kc)$$

A resonant circuit with the bandwidth B = 31.6 kc will reach its full response amplitude. In order that the measured response voltage may be displayed without distortion, it is necessary that the diode detector and the vertical-deflection amplifier are able to handle a frequency as high as 31.6 kc.

9.4 Diode Detectors and Vertical-deflection Amplifiers with Inadequate Bandwidths

In the above example in paragraph 9.3, the resolution would be very high using a vertical deflection system capable of handling 31.6 kc since the resolution factor is 0.316%. The oscilloscope display can only be optically evaluated to about 1% of its displayed width (sweep width) so that a resolution factor of 0.316% is not necessary. Logically, it is not necessary to build a deflection system with such a short rise time corresponding to a bandwidth of 31.6 kc. The deflection system in the POLYSKOP has a rise time of about 0.1 msec which corresponds to a bandwidth of about 7 kc. This results in a resolution factor of 1% for a sweep time of 10 msec. This resolution factor, governed only by the deflection system, remains constant at 1% for sweep widths over 300 kc. Under 300 kc, the resolution factors vary according to the relationship expressed by equation (4). Sweep widths under 300 kc cannot be adjusted on the POLYSKOP, so that for all practical purposes the POLYSKOP has a constant resolution factor of 1%. Fig. 31 shows the bandwidth B as a function of sweep width. Below the bend, the slope of the curve is determined by the sweep time of a 50-cps sine wave. Above the bend, the slope is determined by the rise time of the deflection system which gives a constant 1% resolution factor.

9.5 Effect of an Excessive Sweep Rate upon the Measurements

If a resonant circuit with the bandwidth B is swept with a frequency at such a rate that the dwell time is shorter than its transient response time, two very important effects may be determined (references 1) in addition to the insufficient amplitude response.

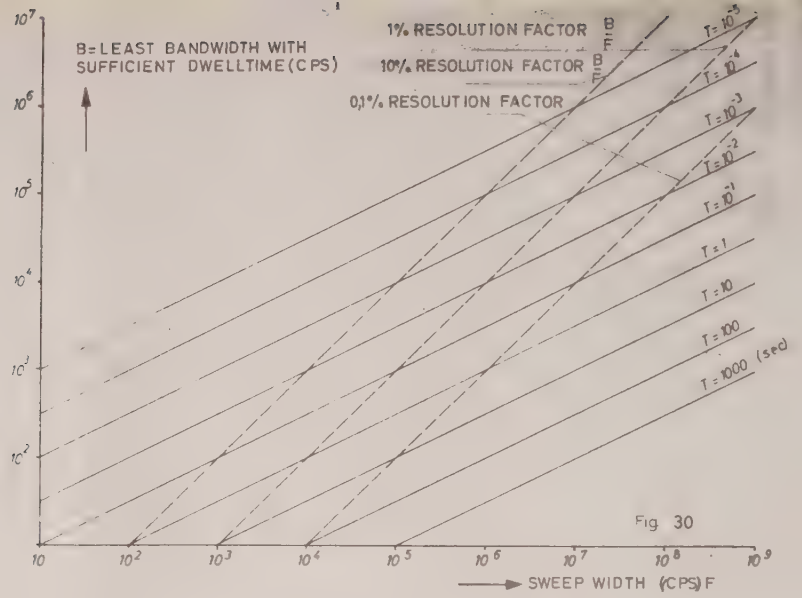
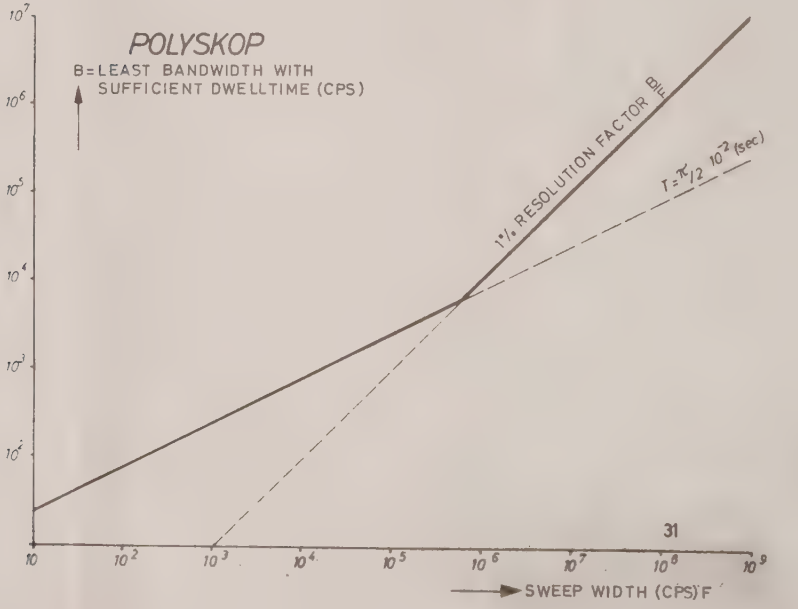

B=LEAST BANDWIDTH WITH
SUFFICIENT DWELLTIME(CPS)
1% RESOLUTION FACTOR B/F
10% RESOLUTION FACTOR B/F
0,1% RESOLUTION FACTOR
T = 10^-5
T = 10^-4
T = 10^-3
T = 10^-2
T = 10^-1
T = 1
T = 10
T = 100
T = 1000 (sec)
10^7
10^6
10^5
10^4
10^3
10^2
10
10^2
10^3
10^4
10^5
10^6
10^7
10^8
10^9
SWEEP WIDTH (CPS) F

Fig. 30


POLYSKOP
B=LEAST BANDWIDTH WITH
SUFFICIENT DWELLTIME (CPS)
1% RESOLUTION FACTOR B/F
T = π/2 10^-2 (sec)
10^7
10^6
10^5
10^4
10^3
10^2
10
10^2
10^3
10^4
10^5
10^6
10^7
10^8
10^9
SWEEP WIDTH (CPS) F

(1) The amplitude maximum occurs at a frequency different from that determined from a point by point measurement. The maximum-amplitude frequency obtained from the sweep method lies higher than it should be, if the sweep is made in the low-to-high frequency direction. The reverse is true for a high-to-low sweep. If both the forward and reverse sweep response curves are simultaneously displayed, two resonance curves appear beside one another (Fig. 32).

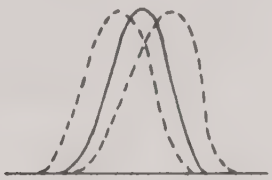


Fig. 32

(2) The bandwidth of the test item is measured larger than it actually is. These two effects make themselves evident, even if the dwell time is sufficient for the test item, when the rise time of the deflection system is not adequate to give a faithful reproduction of the response curve.

When measurements are made on steep-sloped bandpass filters, the rise and fall of the response curves are displaced in frequency and appear flatter than they actually are (Fig. 33).

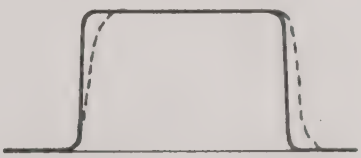


Fig. 33

9.6 Effect of Distortion in the Measuring Signal upon the Measurements

Signal generators used for frequency sweeping have distortion factors in the neighbourhood of a few per cent just like any other good signal generator of the usual construction. We want to investigate the effect of distortion upon the measuring accuracy.

In general the EMF of the signal generator is held constant with an automatic control circuit that is actuated from the peak value of the RF out-

put voltage. If the RF output has harmonic distortion, the RF peak values vary from the actual value of the fundamental frequency. For the most part, one may assume that the harmonic frequency components do not have sudden changes, but remain rather constant. As long as the bandwidth of the test item is relatively small, no noticeable measuring error will be caused by distortion in the measuring signal.

The situation is different when making measurements over very wide frequency ranges, especially in the video frequency range. Here the distortion of the measuring signal may lead to a display error that is up to twice as high as the signal generator distortion itself.

The easiest example for explanation is that of a low-pass filter. Suppose the filter has an upper limit frequency of 10 Mc. It is therefore not possible for harmonic frequencies over 5 Mc to pass through to the output. A step in the response curve is noticeable at 1/2 the limit frequency caused by the elimination of the second harmonic from the output. This step does not actually exist in the response curve of the test item. Another step is noticeable at 1/3 the limit frequency due to the elimination of the third harmonic (Fig. 34).

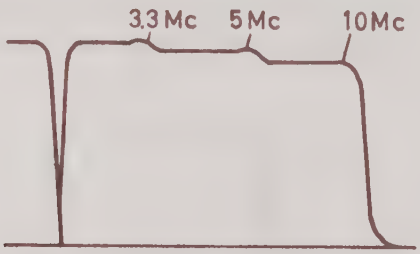


Fig. 34

Distortion caused by the test item itself (overdriving or non-linear characteristics) shows up in the measurement results in the same manner.

We should note that distortion in the measuring signal or distortion caused by the test item shows up in the measured response curve as a measuring error, especially in wide-band measurements.

When making measurements on tuned trap circuits, the fundamental signal is suppressed, but not its harmonics. It must always be kept in mind that the distortion in the measuring signal causes a definite minimum indication no matter how high the actual signal suppression is (Fig. 35).

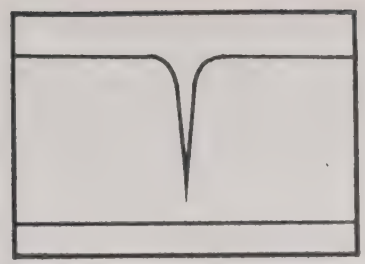


Fig. 35

Such measuring errors can only be avoided when the voltage at the output of the test item is measured with a selective circuit so that the harmonics are not included in the measurements.

9.7 Behaviour of Diodes Measuring Signals containing Distortion

If an RF voltage of a few volts is applied to a diode rectifier arrangement, the rectification is linear and follows the peak value of the RF voltage. This is not the case with small RF voltages of a few millivolts. The diodes are therefore driven on the curved portion of their characteristic curves; the rectification efficiency is lessened and the output voltage is no longer proportional to the peak values, but rather the effective values of the RF voltage. The sweep signal generator output voltage is controlled from a diode circuit operating at a sufficient voltage level to provide a linear peak rectification. Because of the pass-band attenuation and the attenuation in the test item, the diode probe rectifier connected in the test item output may be driven by a very low voltage where linear detection does not prevail. The difference in operating levels of the detector diodes causes measuring errors, especially when making measurements on low-pass filters using a measuring signal that contains distortion.

When measuring a low-pass filter with a measuring signal containing distortion, the rectifier arrangements give different results when the filter is driven with various input levels. This is especially true for test items having high pass-band attenuations.

10. Photographing the Display on the POLYSKOP

If it is desired to photograph the test patterns on the picture screen, any good camera is suitable. A photograph can be made without the use of a tripod by using the following:

Film sensitivity . . . 23° DIN or ASA 200
Exposure time . . . . 1/25 sec
Lens opening f/3.5

Single-lens reflex cameras are especially suited for this purpose because they are free from parallax errors.

When setting up the POLYSKOP, one should take care that no direct reflections from the room lighting are to be seen in the picture screen. It is better to darken the room, but it is not absolutely necessary. The person operating the camera should not wear white clothing such as a laboratory smock since the image of the person will also be included in the photograph.

The brightness control of the POLYSKOP should only be advanced so far that a sharp display pattern still exists. Using full beam intensity at the expense of sharpness, the exposure time may be reduced to 1/50 sec.

If the display patterns are to be photographed often, we recommend that a lens attachment be procured that allows the full screen to be photographed from a distance of about 60 cm.

Camera Adapter

A Camera Adapter BN 42442/2 is available to facilitate photographing the patterns displayed on POLYSKOP I. It is used in conjunction with Polaroid-Land cameras model 110 A with lens attachment No. 2 (close-up lens plus 2), or with 35-millimetre cameras with intermediate rings.

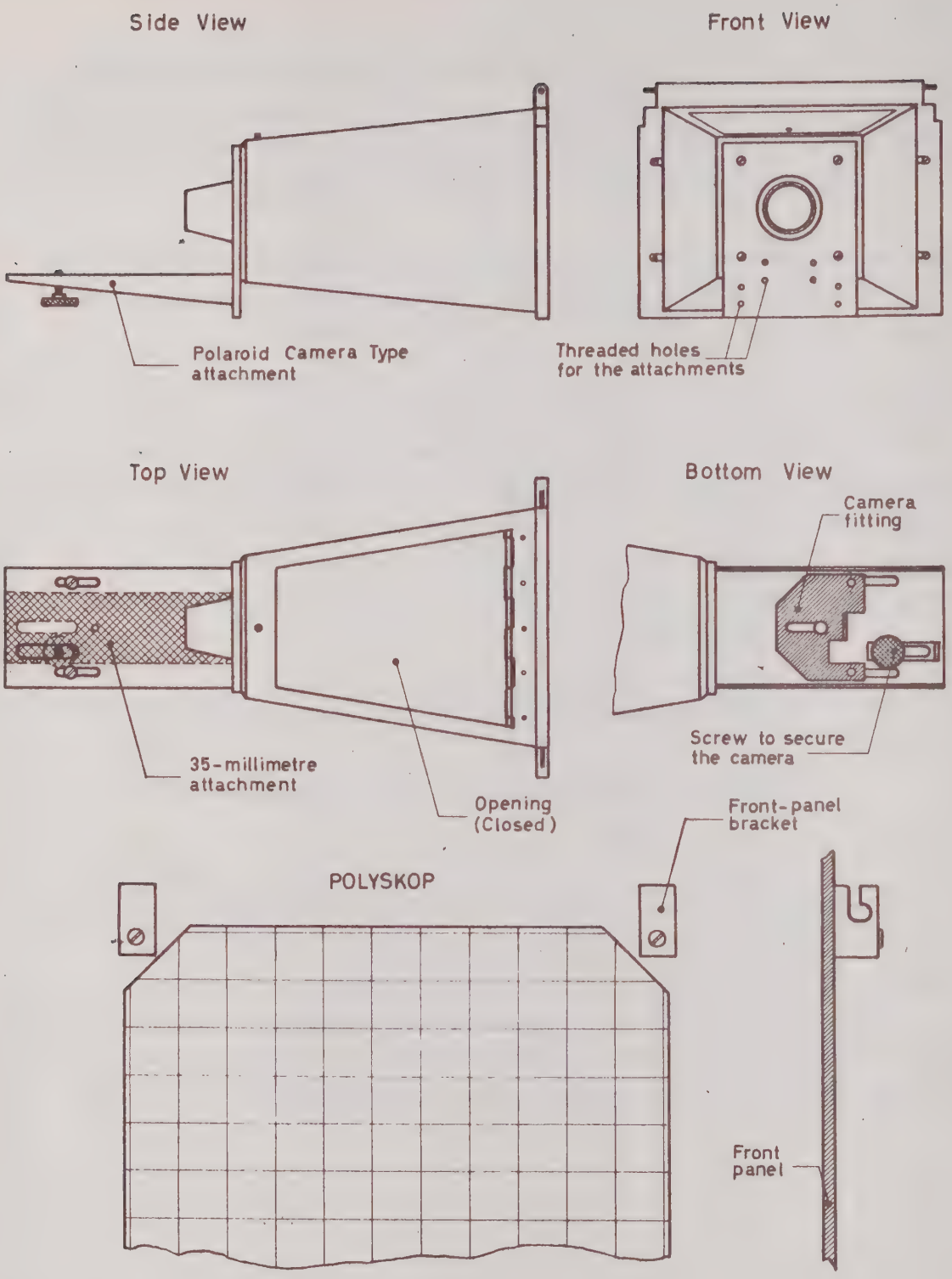
The camera adapter can be placed into two supporting brackets to be fixed on the POLYSKOP. The apparatus can thus be quickly assembled and disassembled (see page 212).

The opening in the camera adapter is provided to enable observation of the displayed patterns before photographing. It must be closed during the exposure. The Polaroid-Land camera model 110 A and POLYSKOP can be set for use as follows:

film: Polophan Type 47 3000 ASA
lens opening 16
exposure time 1/15 sec
focus distance 4.5 ft. with lens attachment No. 2

normal brightness and graticule illumination
on the POLYSKOP.

While the adjustments are being made, the objective with the lens attachment must touch the camera adapter. By replacing the Polaroid Camera Type attachment by the 35-millimetre attachment supplied (Exakta-Varex etc.), it is possible to use the normal method of photographing displayed patterns. When securing the attachment (see page 212) it is important to ensure that the edge of the picture runs parallel to the graticule of the POLYSKOP.



Attaching the Camera Adapter BN 4244/2

11. References

1 . . . . . R. Feldtkeller and H. Wilde,

"Gleitfrequenzen in Schwingungskreisen"

TFT Vol. 30,
No. 12, 1941, pp. 347-352

2 . . . . . J. Marique,

"The Response of RLC Reconant Circuits to EMF of Sawtooth Varying Frequency"

Proc. I.R.E.,
August 1952, pp. 945-950

3 . . . . . A. G. Clavier,

"Fundamental principles of Fourier transforms to variable frequency circuit analysis"

Proc. I.R.E.,
November 1949, pp. 1287-1290

4 . . . . . H. Salinger,

"Zur Theorie der Frequenzanalyse mittels Suchtons"

Elek. Nach. Tech.,
August 1929, pp. 293-302

5 . . . . . G. Hok,

"Response of linear resonant systems to excitation of a frequency varying linearly with time"

Jour. Appl. Phys.,
March 1948, pp. 240-250

6 . . . . . N. F. Barber and F. Ursell,

"The response of a resonant system to a gliding tone"

Phil. Mag.,
May 1948

7 . . . . . J. Marique,

"Note sur la réponse d'un circuit soumis à un balayage linéare de fréquence"

L'onde Elect.,
July 1951, pp. 313-315

8 . . . . . N. F. Barber,

"The optimum performance of a wave analyzer"

Elec. Eng.,
May 1949, pp. 175-179

12. Table of Replaceable Parts

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
BA1	Stabilizer, cell		BAS 11001
BA2	Stabilizer, cell		BAS 11001
C1	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C2	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C3	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C4	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C5	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C6	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C7	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C8	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C9	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C10	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C11	Capacitor, ceramic	22 pf	CCG 68/22
C12	Trimmer, air	4 to 29 pf	CV 8125
C13	Capacitor, ceramic	22 pf	CCG 68/22
C15	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C16	Capacitor, ceramic	330 pf	CCG 94/330
C17	Capacitor, ceramic	2200 pf	CCG 94/2200
C18	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202
C19	Capacitor, ceramic	8 pf	CCG 41/8
C20	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202
C21	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C22	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202
C23	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202
C24	Trimmer, tubular, ceramic	0.5 to 3 pf	CV 7202
C25	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C26	Trimmer, tubular, ceramic	1 to 11 pf	CV 7210
C27	Capacitor, ceramic	27 pf	CCH 31/27
C28	Trimmer, tubular, ceramic	1 to 11 pf	CV 7210
C29	Capacitor, ceramic	27 pf	CCH 31/27
C30	Trimmer, tubular, ceramic	1 to 11 pf	CV 7210
C31	Capacitor, ceramic	27 pf	CCH 31/27
C32	Trimmer, tubular, ceramic	1 to 11 pf	CV 7210
C33	Capacitor, ceramic	27 pf	CCH 31/27
C34	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPK 10 000/250
C35	Trimmer, tubular, ceramic	1 to 11 pf	CV 7210
C36	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C37	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C38	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C39	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C40	Capacitor, ceramic	2 pf	CCG 11/2
C41	Capacitor, ceramic	8 pf	CCG 41/8
C42	Capacitor, ceramic	22 pf	CCG 68/22
C43	Capacitor, ceramic	56 pf	CCH 31/56
C44	Capacitor, ceramic	10 pf	CCG 41/10
C45	Capacitor, ceramic	10 pf	CCG 41/10

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C46	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C47	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C48	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C49	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C50	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C51	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C52	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C53	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C54	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C55	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C56	Capacitor, bypass		E 415 - 6.3
C57	Capacitor, MP	0.5 µf/2000 v	CMR 0,5/2000/2
C58	Capacitor, MP	0.5 µf/3200 v	CMR 0,5/3200
C59	Capacitor, electrolytic	50 + 50 µf/350 v	CEG 21/50 + 50/350
C60	Capacitor, electrolytic	50 + 50 µf/350 v	CEG 21/50 + 50/350
C61	Capacitor, electrolytic	50 + 50 µf/350 v	CEG 21/50 + 50/350
C62	Capacitor, electrolytic	50 + 50 µf/350 v	CEG 21/50 + 50/350
C63	Capacitor, MP	2 µf/500 v	CMR 2/500
C64	Capacitor, MP	2 µf/500 v	CMR 2/500
C65	Capacitor, paper	100,000 pf/250 v	CPK 100 000/250
C66	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPK 10 000/250

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C67	Capacitor, electrolytic	16 + 16 µf/350 v	CEG 21/16 + 16/350
C68	Capacitor, electrolytic	16 + 16 µf/350 v	CEG 21/16 + 16/350
C69	Capacitor, paper	100,000 pf/400 v	CPK 100 000/400
C71	Capacitor, MP	16 µf/250 v	CMR 16/250
C72	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C73	Capacitor, paper	10,000 pf/250 v	CPM 10 000/250
C74	Capacitor, feed-through, paper	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300
C75	Capacitor, bypass		incl. in 4245-10.1
C76	Capacitor		incl. in 4245-7.1
C77	Capacitor, MP	1 µf/250 v	CMR 1/250/2
C78	Capacitor, MP	1 µf/160 v	CMR 1/160/2
C79	Capacitor, synth. foil	2500 pf/250 v	CKS 2500/250
C80	Capacitor, MP	1 µf/160 v	CMR 1/160/2
C81	Capacitor, electrolytic	10 µf/15 v	CED 21/10/15
C82	Capacitor, synth. foil	1000 pf/1000 v	CKS 1000/1000
C83	Capacitor, MP	1 µf/250 v	CMR 1/250/1
C84	Capacitor, MP	1 µf/250 v	CMR 1/250/1
C85	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 68/220
C86	Capacitor, MP	1 µf/250 v	CMR 1/250/2
C87	Capacitor, electrolytic	100 + 100 µf/350 v	CEG 21/100 + 100/350
C88	Capacitor, MP	1 µf/160 v	CMR 1/160/2
C89	Capacitor, synth. foil	2500 pf/250 v	CKS 2500/250
C90	Capacitor, MP	1 µf/160 v	CMR 1/160/2
C91	Capacitor, ceramic	27 pf	CCG 68/27
C92	Capacitor, feed-through, ceramic	10,000 pf/300 v	CPD 10 000/300

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C93	Capacitor, feed-through. ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C94	Capacitor, paper	5000 pf/400 v	CPK 5000/400
C95	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C96	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C97	Capacitor, ceramic	220 pf	CCH 68/220
C98	Capacitor, ceramic	220 pf	CCH 68/220
C99	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C100	Capacitor, electrolytic	4 µf/350 v	CED 21/4/350
C101	Capacitor, electrolytic	100 µf/100 v	CED 21/100/100
C103	Capacitor, ceramic	27 pf	CCH 68/27
C104	Capacitor, ceramic	33 pf	CCH 68/33
C105	Capacitor, feed-through, paper	50,000 pf/300 v	CPD 50 000/300
C106	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C107	Capacitor, feed-through, ceramic	5000 pf/500 v	CFR 1/5000/500
C108	Capacitor, ceramic	56 pf	CCH 31/56
C109	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C110	Capacitor, ceramic	10 pf	CCH 41/10
C111	Capacitor, synth. foil	500 pf/500 v	CKS 500/500
C112	Capacitor, ceramic	27 pf	CCG 68/27
C113	Capacitor, ceramic	56 pf	CCH 31/56
C114	Capacitor, ceramic	22 pf	CCH 31/22
C115	Capacitor, ceramic	220 pf	CCH 68/220
C116	Capacitor, paper	50,000 pf/250 v	CPM 50 000/250
C117	Capacitor, feed-through, paper	50,000 pf/300 v	CFD 50 000/300

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C118	Capacitor, paper	50,000 pf/250 v	CPM 50 000/250
C119	Capacitor, feed-through, paper	50,000 pf/300 v	CPD 50 000/300
C120	Capacitor, bypass	2500 pf/350 v	CBR 1/2500/350
C121	Capacitor, feed-through, paper	50,000 pf/300 v	CPD 50 000/300
C122	Capacitor, bypass	2500 pf/350 v	CBR 1/2500/350
C123	Capacitor, feed-through, paper	50,000 pf/300 v	CPD 50 000/300
C124	Capacitor, synth. foil	1000 pf/500 v	CKS 1000/500
C125	Capacitor, ceramic	10 pf	CCG 41/10
C126	Capacitor, paper	100,000 pf/250 v	CPK 100 000/250
C127	Capacitor, ceramic	2 pf	CCG 11/2
C128	Capacitor, ceramic	2 pf	CCG 68/2
C129	Capacitor, paper	1000 pf/1000 v	CPK 1000/1000
C130	Capacitor, synth. foil	10,000 pf/250 v	CKS 10 000/250
C131	Capacitor, ceramic	10 pf	CCG 68/10
C132	Capacitor, ceramic	27 pf	CCG 68/27
C133	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C134	Capacitor, ceramic	100 pf	CCH 68/100
C135	Capacitor, electrolytic	2500 µf/35 v	CEE 21/2500/35
C136	Capacitor, synth. foil	2000 pf/125 v	CKD 2/2000/125
C137	Capacitor, ceramic	0.5 pf	CCG 11/0,5
C138	Capacitor, ceramic	33 pf	CCH 68/33
C139	Capacitor, ceramic	330 pf	CCH 68/330
C140	Capacitor, ceramic	330 pf	CCH 68/330
C141	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 91/220
C142	Capacitor, ceramic	10 pf	CCH 31/10
G11	Diode, germanium		2 x GK OA 73
G12	Diode, germanium		E 4244 - 36
G13	Rectifier, HT	2000 v/2.5 mA	GNE 27/2000/2,5 D

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
G14	Rectifier, power	4 x 360 v/100 ma	2 x GN 19/720/100 M
G15	Rectifier, power	2 x 360 v/100 ma	GN 19/720/100 M
G16	Rectifier, power	250 v/40 ma	GNE 14/250/40 M
G17	Diode, silicon		GK/OA 202
G18	Diode, germanium		E 4244 - 36
G19	Diode, germanium		E 4244 - 36
G110	Diode, germanium		GK AAZ 17
G111	Diode, germanium		GK AAZ 17
G112	Diode, germanium		E 4244 - 36
G113	Rectifier, power	30 v/2000 ma	GNB 11/30/2000 B
G114	Diode, Zener		GK/OA 126/4
G115	Rectifier, HT	2000 v/2.5 ma	GNE 27/2000/2,5 D
L1	Coil		BV 105 745
L2	Coil		BV 105 746
L3	Coil		BV 105 747
L4	Coil		BV 105 748
L5	Coil		BV 105 748
L6	Coil		BV 105 748
L7	Coil		BV 105 748
L8	Coil		
L9	Coil		
L10	Coil		
L11	Coil		BV 105 749
L12	Coil		
L13	Coil		
L14	Coil		

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
L15	Choke, RF		DUF 311/20
L16	Choke, RF		DUF 311/20
L17	Coil		BV 100 743
L18	Coil, oscillator		BV 105 750
L19	Coil		BV 105 750
L20	Coil, oscillator		BV 104 701
L21	Coil		BV 104 701
L22	Coil		BV 100 743
L23	Coil		BV 100 743
L24	Coil, oscillator		BV 112 317
L25	Coil, oscillator		BV 112 318
L26	Coil		BV 100 743
L27	Choke, RF		DUF 311/20
L28	Choke, RF		DUF 311/20
L29	Choke, filter		DB 125/2
L30	Choke, filter		DB 125/2
L31	Coil, horiz. defl.		E 415 - 50
L32	Coil, vert. defl.		E 415 - 50
L33	Coil, focusing		BV 105 970
L34	Coil		BV 104 709
L35	Coil		BV 104 706
L36	Coil		BV 104 704
L37	Coil		BV 104 708
L38	Coil		BV 104 707
L39	Choke, RF		DUF 311/20
L40	Choke, RF		DUF 311/20
L41	Choke, RF		DUF 311/20

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
L42	Choke		BV 112 350
L43	Choke		BV 112 350
L44	Ferrit tube		MFR 04131/3
Mo1	Motor, blower		ZAM 17 001 with fans ZV 220/10-1 met ophangrubbers
M1	Ion-trap magnet		4244 - 8.12
Q1	Crystal	10 Mc	QA 206300/10 000
Q2	Crystal	1 Mc	QA 206300/1000
R1	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.5 w	WF 5 k/0,5
R2	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 w	WFA 50 k/0,1
R3	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R4	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 w	WFA 50 k/0,1
R5	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R6	Resistor, depos. carbon	100 Ω/0.25 w	WF 100/0,25
R7	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.25 w	WF 50 k/0,25
R8	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.25 w	WF 600/0,25
R9	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R10	Resistor, depos. carbon	250 Ω/0.25 w	WF 250/0,25
R11	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R12	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.25 w	WF 600/0,25
R13	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.25 w	WF 10/k/0,25
R14	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R15	Resistor, depos. carbon	1.25 kΩ/0.5 w	WF 1,25 k/0,5
R16	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R17	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.5 w	WF 200 k/0,25
R18	Resistor, depos. carbon	16 kΩ/0.25 w	WF 16 k/0,25
R19	Resistor, depos. carbon	250 kΩ/0.5 w	WF 250 k/0,5
R20	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R21	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.25 w	WF 600/0,25
R22	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R23	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.025 w	WF 600/0,25
R24	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R25	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.25 w	WF 600/0,25
R26	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.05 w	WFA 10/0,05
R27	Resistor, depos. carbon	600 Ω/0.25 w	WF 600/0,25
R28	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R29	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R30	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R31	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R32	Resistor, depos. carbon	200 Ω/1 w	WF 200/1
R33	Resistor, depos. carbon	60 Ω/0.25 w	WF 60/0,25
R34	Resistor, depos. carbon	60 Ω/0.25 w	WF 60/0,25
R35	Resistor, depos. carbon	5 Ω/0.05 w	WF 5/0,05
R36	Resistor, depos. carbon	5 Ω/0.05 w	WF 5/0,05
R37	Resistor, depos. carbon	5 Ω/0.05 w	WF 5/0,05
R38	Resistor, depos. carbon	5 Ω/0.05 w	WF 5/0,05
R39	Resistor, depos. carbon	160 Ω/0.05 w	WFA 160/0,05
R40	Resistor, depos. carbon	160 Ω/0.05 w	WFA 160/0,05
R41	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.25 w	WF 10 k/0,25
R42	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.5 w	WFO 5 k/0,5

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R43	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.5 W	WFO 5 k/0,5
R44	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 W	WFA 50 k/0,1
R45	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 W	WFA 50 k/0,1
R46	Resistor, depos. carbon	125 Ω/0.25 W	WF 125/0,25
R47	Resistor, depos. carbon	2.5 kΩ/0.5 W	WFO 2,5 k/0,5
R48	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 W	WFA 50 k/0,1
R49	Resistor, depos. carbon	12.5 kΩ/0.1 W	WFA 12,5 k/0,1
R50	Resistor, depos. carbon	2 kΩ/0.5 W	WFO 2 k/0,5
R51	Resistor, depos. carbon	200 Ω/0.25 W	WF 200/0,25
R52	Resistor, depos. carbon	60 Ω ± 0.5%/1 W	WFK 611/60/0,5/1
R53	Resistor, depos. carbon	25 kΩ/0.25 W	WF 25 k/0,25
R54	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 W	WFA 1 k/0,1
R55	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 W	WF 500/0,25
R56	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 W	WF 500/0,25
R57	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 W	WF 500/0,25
R58	Resistor, depos. carbon	100 Ω/0.25 W	WF 100/0,25
R59	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 W	WF 40 k/0,5
R60	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 W	WF 40 k/0,5
R61	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 W	WF 500/0,25
R62	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 W	WF 40 k/0,5
R63	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 W	WF 50 k/0,5
R64	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.5 W	WF 10 k/0,5
R65	Resistor, depos. carbon	6 MΩ/0.5 W	WF 6 M/0,5
R66	Resistor, depos. carbon	6 MΩ/0.5 W	WF 6 M/0,5
R67	Resistor, wire-wound	3 kΩ/12 W	WV 12/3 k
R68	Resistor, wire-wound, variable	100 Ω lin.	WR 4/100

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R69	Resistor, wire-wound variable	100 Ω lin.	WR 4/100
R70	Resistor, depos. carbon, variable	50 kΩ lin.	E 415 - 40.1/50 k
R71	Resistor, depos. carbon, variable	2.5 kΩ lin.	WS 7126/2,5 k
R72	Resistor, depos. carbon	8 kΩ/1 w	WF 8 k/1
R73	Resistor, depos. carbon, variable	10 kΩ lin.	WS 7122 F/10 k
R74	Resistor, depos. carbon	20 kΩ/0.5 w	WF 20 k/0,5
R75	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.25 w	WF 200 k/0,25
R76	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R77	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R78	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R79	Resistor, depos. carbon, variable	500 kΩ lin.	WS 9122 F/500 k
R80	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R81	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.5 w	WF 100 k/0,5
R82	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R83	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 500 k/0,5
R84	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R85	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 400 k/0,5
R86	Resistor, depos. carbon, variable	500 kΩ lin.	WS 7122 F/500 k
R87	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.25 w	WF 10 k/0,25
R88	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.25 w	WF 50 k/0,25
R89	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R90	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R91	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R92	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R93	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R94	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R95	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R96	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R97	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R98	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R99	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R100	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R101	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R102	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R103	Resistor, depos. carbon	115 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/115/1/0,1
R104	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R105	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R106	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R107	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R108	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R109	Resistor, depos. carbon	85.3 Ω ±1%/0.1 W	WFS 5/85,3/1/0,1
R110	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 W	WF 100 k/0,25
R111	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 W	WFA 1 k/0,1
R113	Resistor, depos. carbon, variable	25 kΩ lin.	WS 9122 F/25 k
R114	Resistor, depos. carbon	30 kΩ/0.5 W	WF 30 k/0,5
R115	Resistor, depos. carbon	400 kΩ/0.25 W	WF 400 k/0,25
R116	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 W	WF 500/0,25
R117	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.5 W	WF 200 k/0,5
R118	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.5 W	WF 30/0,5

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R119	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 w	WFA 100 k/0,05
R120	Resistor, depos. carbon	60 Ω ±0.5%/1 w	WFK 611/60/0,5/1
R121	Resistor, depos. carbon, variable	500 kΩ log.	WS 7226/500 k
R122	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R123	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R124	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.5 w	WF 200 k/0,5
R125	Resistor, depos. carbon	125 kΩ/0.5 w	WF 125 k/0,5
R126	Resistor, depos. carbon	1.25 MΩ/0.25 w	WF 1,25 M/0,25
R127	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R128	Resistor, depos. carbon	20 MΩ/0.5 w	WF 20 M/0,5
R129	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.25 w	WF 5 k/0,25
R130	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R131	Resistor, depos. carbon	60 kΩ/0.5 w	WF 60 k/0,5
R132	Resistor, depos. carbon	250 kΩ/0.5 w	WF 250 k/0,5
R133	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.5 w	WF 5 k/0,5
R134	Resistor, depos. carbon	20 kΩ/0.25 w	WF 20 k/0,25
R135	Resistor, depos. carbon	1.6 MΩ/0.25 w	WF 1,6 M/0,25
R136	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R137	Resistor, depos. carbon	2.5 MΩ/0.5 w	WF 2,5 M/0,5
R138	Resistor, depos. carbon	25 kΩ/0.5 w	WF 25 k/0,5
R139	Resistor, depos. carbon	4 kΩ/0.5 w	WF 4 k/0,5
R140	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R141	Resistor, wire-wound, variable	50 Ω lin.	WR 4/50
R142	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.25 w	WF 40 k/0,25
R143	Resistor, depos. carbon	125 Ω/0.25 w	WF 125/0,25
R144	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 w	WF 100 k/0,25

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R145	Resistor, depos. carbon	125 kΩ/0.5 w	WF 125 k/0,5
R146	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.25 w	WF 200 k/0,25
R147	Resistor, depos. carbon	60 Ω/0.25 w	WF 60/0,25
R148	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R149	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R150	Resistor, depos. carbon, variable	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k
R151	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 w	WFA 50 k/0,1
R152	Resistor, depos. carbon, variable	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k
R 153	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R154	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R155	Resistor, depos. carbon	160 kΩ/0.5 w	WF 160 k/0,5
R156	Resistor, depos. carbon	30 kΩ/0.5 w	WF 30 k/0,5
R157	Resistor, depos. carbon	3 kΩ/0.25 w	WF 3 k/0,25
R158	Resistor, depos. carbon	600 kΩ/0.5 w	WF 600 k/0,5
R159	Resistor, depos. carbon	250 kΩ/0.5 w	WF 250 k/0,5
R160	Resistor, depos. carbon, variable	250 kΩ lin.	WS 7126/250 k
R161	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R162	Resistor, depos. carbon	200 Ω/0.5 w	WF 200/0,5
R163	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R164	Resistor, wire-wound	10 kΩ/10 w	WR 10 F/10 k
R165	Resistor, depos. carbon	800 kΩ/0.25 w	WF 800 k/0,25
R166	Resistor, depos. carbon	250 kΩ/0.5 w	WF 250 k/0,5
R167	Resistor, depos. carbon, variable	50 kΩ lin.	WS 7122 F/50 k
R168	Resistor, depos. carbon, variable	50 kΩ lin.	WS 7122 F/50 k

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R169	Resistor, depos. carbon, variable	500 kΩ log.	WS 7226/500 k
R170	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R171	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.5 w	WF 200 k/0,5
R172	Resistor, depos. carbon	125 kΩ/0.5 w	WF 125 k/0,5
R173	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R174	Resistor, depos. carbon	1.25 MΩ/0.25 w	WF 1,25 M/0,25
R175	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R176	Resistor, depos. carbon	20 MΩ/0.5 w	WF 20 M/0,5
R177	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R178	Resistor, depos. carbon	60 kΩ/0.5 w	WF 60 k/0,5
R179	Resistor, depos. carbon	250 kΩ/0.5 w	WF 250 k/0,5
R180	Resistor, depos. carbon	5 kΩ/0.5 w	WF 5 k/0,5
R181	Resistor, depos. carbon	20 kΩ/0.25 w	WF 20 k/0,25
R182	Resistor, depos. carbon	1.6 MΩ/0.25 w	WF 1,6 M/0,25
R183	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R184	Resistor, depos. carbon	2.5 MΩ/0.5 w	WF 2,5 M/0,5
R185	Resistor, depos. carbon	25 Ω/0.25 w	WF 25/0,25
R186	Resistor, depos. carbon	4 kΩ/0.5 w	WF 4 k/0,5
R187	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R188	Resistor, depos. carbon	160 kΩ/0.5 w	WF 160 k/0,5
R189	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R190	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.25 w	WF 40 k/0,25
R191	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R192	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.5 w	WF 10 k/0,5
R193	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.5 w	WF 10 k/0,5
R194	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 500 k/0,5

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R195	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R196	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R197	Resistor, depos. carbon	800 kΩ/0.25 w	WF 800 k/0,25
R198	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 w	WFA 50 k/0,1
R199	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R200	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R201	Resistor, depos. carbon	600 kΩ/0.25 w	WF 600 k/0,25
R202	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R203	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R204	Resistor, depos. carbon	600 kΩ/0.25 w	WF 600 k/0,25
R205	Resistor, depos. carbon	400 kΩ/0.25 w	WF 400 k/0,25
R206	Resistor, depos. carbon	1.25 MΩ/0.25 w	WF 1,25 M/0,25
R207	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R208	Resistor, depos. carbon	10 kΩ/0.5 w	WF 10 k/0,5
R209	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R210	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R211	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 500 k/0,5
R212	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R213	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.25 w	WF 30/0,25
R214	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R215	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.1 w	WFA 1 k/0,1
R216	Resistor, depos. carbon	30 kΩ/0.5 w	WF 30 k/0,5
R217	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.5 w	WF 100 k/0,5
R218	Resistor, depos. carbon, variable	25 kΩ lin.	WS 7122 F/25 k
R219	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R220	Resistor, depos. carbon	12.5 kΩ/0.5 w	WF 12,5 k/0,5

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R221	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0,5
R222	Resistor, wire-wound	10 kΩ/10 w	WR 10/10 k
R223	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.5 w	WF 200 k/0,5
R224	Resistor, depos. carbon, variable	50 kΩ lin.	WS 7126/50 k
R225	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.25 w	WF 200 k/0,25
R226	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R227	Resistor, depos. carbon	40 kΩ/0.5 w	WF 40 k/0,5
R228	Resistor, depos. carbon	1 kΩ/0.25 w	WF 1 k/0,25
R229	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 500 k/0,5
R230	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R231	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R232	Resistor, depos. carbon	200 Ω/0.25 w	WF 200/0,25
R233	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.25 w	WF 50 k/0,25
R234	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.25 w	WF 200 k/0,25
R235	Resistor, depos. carbon	200 Ω/0.25 w	WF 200/0,25
R236	Resistor, depos. carbon	20 kΩ/0.5 w	WF 20 k/0,5
R237	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R238	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 w	WF 100 k/0,25
R239	Resistor, depos. carbon	200 Ω/0.25 w	WF 200/0,25
R240	Resistor, depos. carbon	60 Ω/0.25 w	WF 60/0,25
R241	Resistor, depos. carbon	60 kΩ/0.5 w	WF 60 k/0,5
R242	Resistor, depos. carbon	100 Ω/0.25 w	WF 100/0,25
R243	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.1 w	WFA 50 k/0,1
R244	Resistor, depos. carbon	160 kΩ/0.25 w	WF 160 k/0,25
R245	Resistor, depos. carbon	2 MΩ/0.25 w	WF 2 M/0,25
R246	Resistor, depos. carbon	2.5 kΩ/0.25 w	WF 2,5 k/0,25

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R247	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 w	WF 100 k/0,25
R248	Resistor, depos. carbon	100 kΩ/0.25 w	WF 100 k/0,25
R249	Resistor, depos. carbon	300 kΩ/0.25 w	WF 300 k/0,25
R250	Resistor, depos. carbon	200 kΩ/0.25 w	WF 200 k/0,25
R251	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.25 w	WF 500 k/0,25
R252	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R253	Resistor, depos. carbon	500 kΩ/0.5 w	WF 500 k/0,5
R254	Resistor, depos. carbon, variable	25 kΩ lin.	WS 7126/25 k
R255	Resistor, depos. carbon	300 Ω/0.5 w	WFO 300/0,5
R256	Resistor, depos. carbon	800 Ω/0.5 w	WFO 800/0,5
R257	Resistor, depos. carbon	4 kΩ/0.5 w	WFO 4 k/0,5
R258	Resistor, wire-wound, variable	100 Ω lin.	WR 4 F/100
R259	Resistor, depos. carbon, variable	10 kΩ lin.	WS 9122 F/10 k
R260	Resistor, depos. carbon	1.6 kΩ/0.5 w	WF 1,6 k/0,5
R261	Resistor, depos. carbon, variable	2.5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R262	Resistor, depos. carbon, variable	2.5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R263	Resistor, depos. carbon, variable	2.5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R265	Resistor, VDR		WUC 41031
R266	Resistor, VDR		WUC 31241
R267	Resistor, depos. carbon	500 Ω/0.25 w	WF 500/0,25
R268	Resistor, depos. carbon, variable	500 Ω lin.	WS 7126/500

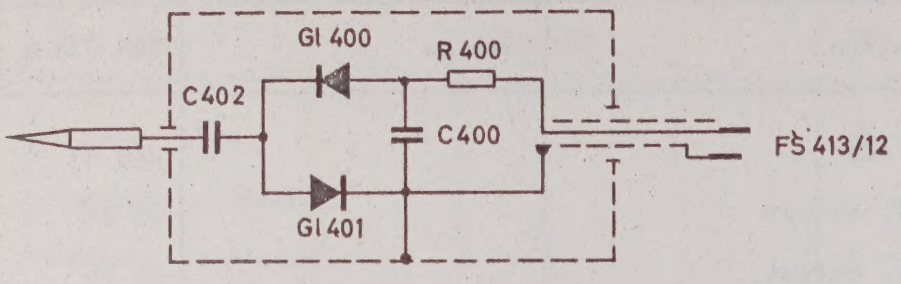
Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R269	Resistor, depos. carbon, variable	10 kΩ lin.	E 415 - 40.2/10 k
R270	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R271	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R272	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R273	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R274	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R275	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R276	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R277	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R278	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R279	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R280	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R281	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R282	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R283	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R284	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R285	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R286	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R287	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R288	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R289	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R290	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R291	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R292	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R293	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R294	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R295	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0.1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R296	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R297	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R298	Resistor, depos. carbon	6.8 Ω ±1%/0,1 w	WFS 5/6,8/1/0,1
R299	Resistor, depos. carbon	1.06 kΩ ±1%/0.1 w	WFS 5/1,06 k/1/0,1
R300	Resistor, depos. carbon	300 Ω ±1%/0.25 w	WFK 613/300/1/0,25
R301	Resistor, depos. carbon	15 Ω ±1%/0.25 w	WFK 613/15/1/0,25
R302	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.5 w	WF 50 k/0.5
R303	Resistor, depos. carbon	50 kΩ/0.25 w	WF 50 k/0,25
R304	Resistor, depos. carbon	15 Ω ±1%/0.25 w	WFK 613/15/1/0,25
R305	Resistor, depos. carbon	125 Ω/0.1 w	WF 125/0,1
R306	Resistor, depos. carbon	400 Ω/0.1 w	WF 400/0,1
R307	Resistor, depos. carbon, variable	500 Ω lin.	WS 9122 F/500
R308	Resistor, depos. carbon	125 Ω/0.1 w	WF 125/0,1
R309	Resistor, depos. carbon	800 Ω/0.1 w	WF 800/0,1
R310	Resistor, depos. carbon	10 Ω/0.1 w	WF 10/0,1
RL1	Lamp, scale		RL 163
RL2	Lamp, scale		RL 163
RL3	Lamp, control		RL 163
Rs1	Relay		RSS 130 042
Rs2	Relay		RSS 130 042
Rs3	Relay		RSS 130 042
Rs4	Relay		RSS 130 042
Rs5	Relay		RSS 130 042
Rs6	Relay		RSS 130 042
Rs7	Relay		RSS 130 042
Rs8	Relay		RSS 130 042

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R81	Triode, twin		ECC 81
R82	Pentode, wideband		E 180 F
R83	Pentode, wideband		E 180 F
R84	Pentode, wideband		E 180 F
R85	Pentode, wideband		E 180 F
R86	Pentode, wideband		E 180 F
R87	Pentode, wideband		E 180 F
R88	Triode, twin		E 88 CC
R89	Triode, twin		E 88 CC
R810	Triode, twin		ECC 81
R811	Triode, twin		ECC 81
R812	Pentode, AF		EF 804 S
R813	Picture tube		MW 36 - 44 or 14 M 10 P 4
R814	Pentode, AF		EF 86
R815	Triode, twin		ECC 81
R816	Triode, twin		ECC 81
R817	Triode, twin		EAA 91
R818	Triode, twin		ECC 81
R819	Pentode, output		EL 84
R820	Pentode, output		EF 86
R821	Triode, twin		ECC 81
R822	Triode, twin		ECC 81
R823	Triode, twin		ECC 81
R824	Triode, twin		ECC 81
R825	Triode, twin		ECC 81
R826	Triode, twin		ECC 81
R827	Pentode, wideband		E 180 F
R828	Pentode, wideband		E 180 F

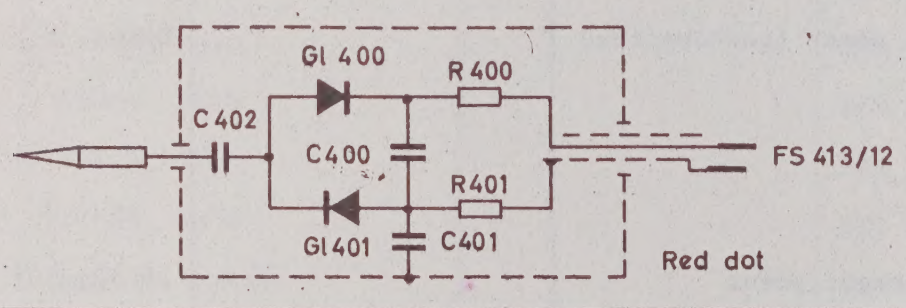
Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
Rö29	Duo-triode		ECC 81
Rö30	Pentode, output		EL 86
Rö31	Pentode, output		EL 86
Rö32	Pentode, AF		EF 804 S
Rö33	Reference tube		85 A 2
Rö34	Reference tube		85 A 2
Rö35	Pentode, output		EL 95
S1	Attenuator, 1-db		4244 - 31
S2	Attenuator, 10-db		4244 - 30
S3	Switch		SRW 14320
S4	Switch		SRW 14220
S5	Switch		SRW 14220
S6	Switch		SRW 14220
S7	Switch, power (combination)		SRK 1
Si1	Fuse		1 C DIN 41571
Tr1	Transformer, power		BV 104 501
Tr2	Transformer		BV 112 114
T1	Transistor		GT/OC 604 spec.
T2	Transistor		GT/OC 604 spec.
T3	Transistor		GT/AD 130 V

Circuit Diagram and Table of Replaceable Parts for RF Diode Probe BN 42443



Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No,
C400	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 91/220
C402	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 91/220
Gl400	Diode, germanium		GK AAZ 10
Gl401	Diode, germanium		GK AAZ 10
R400	Resistor, depos. carbon	12.5 kΩ/0.05 w	WF 12,5 k/0,05

Circuit Diagram and Table of Replaceable Parts for RF Diode Probe BN 42444



Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C400	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 91/220
C401	Capacitor, ceramic	2200 pf	CCG 91/2200
C402	Capacitor, ceramic	220 pf	CCG 91/220
Gl400	Diode, germanium		GK AAZ 10
Gl401	Diode, germanium		GK AAZ 10
R400	Resistor, depos. carbon	12.5 kΩ/0.05 w	WF 12,5 k/0,05
R401	Resistor, depos. carbon	30 Ω/0.05 w	WF 30/0,05

www.manualsplus.com
1003728